

**ANTÔNIO RIBAS NETO**

**CONTROLE PREDITIVO APLICADO À  
REGULAÇÃO DE TENSÃO DE USINAS  
HIDRELÉTRICAS**

**FLORIANÓPOLIS  
2010**



**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA  
CATARINA**

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM  
ENGENHARIA DE AUTOMAÇÃO E SISTEMAS**

**CONTROLE PREDITIVO APLICADO À  
REGULAÇÃO DE TENSÃO DE USINAS  
HIDRELÉTRICAS**

Dissertação submetida à  
Universidade Federal de Santa Catarina  
como parte dos requisitos para a  
obtenção do grau de Mestre em Engenharia  
de Automação e Sistemas.

**ANTÔNIO RIBAS NETO**

Florianópolis, Agosto de 2010.

Catálogo na fonte pela Biblioteca Universitária  
da  
Universidade Federal de Santa Catarina

R482c Ribas Neto, Antônio

Controle preditivo aplicado à regulação de tensão de usinas hidrelétricas [dissertação] / Antônio Ribas Neto ; orientador, Júlio Elias Normey-Rico. - Florianópolis, SC, 2010.

1 v.: il., grafs., tabs.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas.

Inclui referências

1. Engenharia de sistemas. 2. Controle preditivo. 3. Máquinas elétricas síncronas. 4. Regulação. I. Normey-Rico, J. E. (Julio Elias). II. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas. III. Título.

CDU 621.3-231.2(021)

# CONTROLE PREDITIVO APLICADO À REGULAÇÃO DE TENSÃO DE USINAS HIDRELÉTRICAS

Antônio Ribas Neto

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia de Automação e Sistemas, Área de Concentração em *Controle, Automação e Sistemas*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas da Universidade Federal de Santa Catarina.’

---

Julio Elias Normey Rico, Dr.  
Orientador

---

José Eduardo Ribeiro Cury, Dr.  
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Automação e Sistemas

Banca Examinadora:

---

Julio Elias Normey Rico, Dr.  
Presidente

---

João Marcos Soares, MSc.

---

Martin Pomar Garcia, Dr.

---

Ubirajara Franco Moreno, Dr.



*Aos meus pais e meus irmãos.*





## AGRADECIMENTOS

Agradeço ao Senhor dos Exércitos a vitória pelos longos dias e noites dedicados para a realização deste trabalho.

Quero agradecer também ao meu orientador Julio Elias Normey Rico pelo incentivo, paciência, dedicação e por acreditar sempre que o trabalho poderia dar frutos.

Aos meus da REIVAX, Rodrigo P. Goismann e Henrique A. Menarin, pelo empenho realizado na empresa em manipular os dados e tiragem de dúvidas pertinentes aos assuntos gerais relativos às simulações, análises e relatórios a respeito de máquinas síncronas.

A minha mãe, Regina, a qual estive distante fisicamente de mim durante a realização deste trabalho, mas sempre com o coração perto.

Aos meus irmãos *Rhael* (I. A. R.) e *Khiel* (E. F. R) e irmãs Ana, Valesca e Bernardete, pela força e ajuda que me deram e por acreditarem em mim. Obrigado por estarem, apesar de distantes, tão presentes em minha vida. A eles, agradecimentos especiais por serem meus parceiros, em tudo, por tantos anos da minha vida.

Aos amigos(as) do LTIC pela amizade, pelo compartilhamento de conhecimento e pelos finais de semana de estudo. Pelas boas risadas também em momentos de distração e almoços.

E, ao corpo docente do DAS.



Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Engenharia de Automação e Sistemas.

# **CONTROLE PREDITIVO APLICADO À REGULAÇÃO DE TENSÃO DE USINAS HIDRELÉTRICAS**

**Antônio Ribas Neto**

Agosto/2010

Orientador: Julio Elias Normey Rico, Dr.

Área de Concentração: Controle, Automação e Sistemas.

Palavras-chave: Controle Preditivo Baseado em Modelo, Máquinas Síncronas, Regulação de tensão, Otimização.

Número de Páginas: xxviii + 103

Apesar de ter surgido na indústria há mais de 20 anos, não encontram-se muitas aplicações de Controle Preditivo Baseado em Modelo (MPC) no setor de controle e geração de energia hidrelétrica. Atualmente, a grande maioria das aplicações estão voltadas para uso em processos químicos e petroquímicos. Este trabalho tem por objetivo propor um controlador preditivo para atuar na regulação de tensão de geradores acionados por turbinas hidráulicas. O trabalho aborda a modelagem fenomenológica da Máquina Síncrona (MS) para uso no modelo de predição do MPC. O MPC desenvolvido é baseado numa formulação aproximada mista linear-não linear onde a resposta livre do processo é calculada por simulação do modelo fenomenológico e a resposta forçada com o modelo linear. O modelo desenvolvido para as predições considera ainda os modos de operação da máquina. O MPC considera todas as restrições de operação da MS e as restrições impostas pelo sistema acoplado a este. Com o algoritmo de controle implementado, várias simulações e análises são feitas, envolvendo diversas condições de trabalho para testar o funcionamento do controlador. Diversas comparações com os controles clássicos empregados no sistema de regulação de tensão são apresentadas, mostrando que o MPC apresenta respostas de melhor qualidade em relação aos controladores atuais aplicados.



Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Automation and Systems Engineering.

# **PREDICTIVE CONTROL APPLIED TO VOLTAGE REGULATION FOR HIDROELECTRIC POWER PLANTS**

**Antônio Ribas Neto**

June 2010

Advisor: Julio Elias Normey Rico, Ph.D.

Area of Concentration: Control, Automation and Systems

Key words: Model Predictive Control, Synchronous Machines, Voltage Regulation, Optimization.

Number of Pages: xxviii + 103

Although being used in industry for more than 20 years, Model Predictive Control (MPC) has not found many applications in the field of control and hidropower generation. Currently, the majority of the applications are directed for use in chemical and petrochemical processes. The objective of this work is to propose a predictive controller to act in the voltage regulation of generators driven by hydraulics turbines. The work presents the phenomenological modelling of synchronous machine (SM) for use in the prediction model of the MPC. The MPC is designed based on a mixed linear-nonlinear approximate formulation where the free response of the process is calculated by simulating the phenomenological model and the forced response with the linear model. The model also considers the predictions for the machine operating modes. The MPC considers all the SM operating constraints and the constraints imposed by this coupled system. With the implemented control algorithm, several simulations and analysis are performed, involving different working conditions to test the controller performance. Several comparisons with the classical controllers used in constraints voltage regulation systems are presented, showing that the MPC provides performance of higher quality compared to the current implemented controllers.



# Sumário

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
1.1	Motivação e Objetivos do Trabalho . . . . .	1
1.1.1	Justificativas do uso do controle preditivo . . . . .	2
1.2	Organização do Trabalho . . . . .	3
<b>2</b>	<b>Sistema de Regulação de Tensão: Análise e Modelagem</b>	<b>5</b>
2.1	Sistema de Geração de Energia Hidrelétrica . . . . .	5
2.2	Máquina síncrona - MS . . . . .	6
2.2.1	Modelagem: principais equações do funcionamento da MS . . . . .	8
2.3	Sistema de Excitação . . . . .	14
2.3.1	Excitatriz estática . . . . .	14
2.4	Curvas de Capacidade de Geração . . . . .	15
2.4.1	Limite de aquecimento da armadura . . . . .	17
2.4.2	Limite de aquecimento do enrolamento de campo . . . . .	18
2.4.3	Limite de potência primária . . . . .	19
2.4.4	Limite de estabilidade . . . . .	20
2.4.5	Limite de excitação mínima . . . . .	21
2.5	Comparação de resultados dos modelos . . . . .	25
2.6	Conclusões do capítulo . . . . .	32

<b>3</b>	<b>Controle Preditivo Baseado em Modelo</b>	<b>33</b>
3.1	Estratégia de Controle MPC . . . . .	34
3.2	Elementos do MPC . . . . .	35
3.2.1	Modelo de Predição . . . . .	36
3.2.2	Modelo do Processo . . . . .	36
3.2.3	Modelo das Perturbações . . . . .	39
3.2.4	Resposta Livre e Forçada . . . . .	40
3.3	Função Objetivo . . . . .	41
3.4	Obtenção da Lei de Controle . . . . .	42
3.5	Controle Preditivo Generalizado . . . . .	42
3.6	MPC com Restrições . . . . .	45
3.6.1	Formulação das restrições para uso na função objetivo . . . . .	47
3.7	Controle Preditivo Não-Linear . . . . .	51
3.7.1	Formulação do problema . . . . .	53
3.8	NMPC Aproximado . . . . .	56
<b>4</b>	<b>Desenvolvimento do Controlador Preditivo</b>	<b>59</b>
4.1	Formulação do Problema . . . . .	59
4.1.1	Modos de operação da MS e análise das restrições . . . . .	60
4.2	Sequenciamento de Operações do Gerador Relevantes para o RT . . . . .	68
4.3	Especificações de Projeto e Desempenho para o Controlador de RT . . . . .	71
4.4	Proposta de sintonia dos horizontes de predição e ponderações . . . . .	72
4.4.1	Coeficientes de ponderação e horizontes de predição do controlador . . . . .	73
4.4.2	Coeficientes de ponderação e horizontes de predição das restrições . . . . .	74
4.5	Funcionamento e Simulação do Controlador . . . . .	75
4.6	Robustez à Incerteza de Modelagem da MS . . . . .	82
4.7	Robustez à Ocorrência de Curto-circuito . . . . .	84



4.8	Influência da Inexatidão da estimação de $X_e$ . . . . .	84
4.9	Varredura do Diagrama $P - Q$ . . . . .	85
4.9.1	Metodologia do teste . . . . .	86
4.9.2	Parâmetros utilizados . . . . .	86
4.9.3	Análise de resultados da varredura do diagrama $P - Q$ . . . . .	87
4.10	Comparação entre Controle atual, Comissionamento e Controle MPC . . . . .	90
4.11	Adaptação do Algoritmo para Controle de Outras Variáveis . . . . .	93
4.11.1	Alterações realizadas . . . . .	93
4.11.2	Modo de controle de corrente de campo . . . . .	94
4.11.3	Modo de controle de potência reativa . . . . .	95
4.11.4	Controle de fator de potência . . . . .	95
4.12	Conclusões . . . . .	96
<b>5</b>	<b>Conclusão</b>	<b>99</b>



# Lista de Abreviaturas

AC	Corrente alternada ( <i>Alternating Current</i> )
ARIMA	Modelo Autoregressivo Integrado de Média Móvel ( <i>Auto-Regressive and Integrative Moving</i>
ARX	<i>Auto-Regressive with Exogenous inputs</i>
AVR	Controle Automático de Geração ( <i>Automatic Voltage Regulator</i> )
CARIMA	<i>Controlled Autoregressive Integrated Moving Average</i>
CCA	Curva de circuito aberto
CPBM	Controle Preditivo Baseado em Modelo
CPNL	Controle Preditivo Não Linear
DC	Corrente contínua ( <i>Direct Current</i> )
DMC	<i>Dynamic Matrix Control</i>
EPSAC	<i>Extended Prediction Self-Adaptive Control</i>
FEM	Força eletromotriz
GPC	<i>Generalized Predictive Control</i>
GS	Gerador(es) Síncrono(s)
ISE	Integral de Erro Quadrático ( <i>Integral of Square Error</i> )
kVA	quilovolt-ampère
LCC	Restrição de corrente de campo
LCE	Restrição de corrente estatórica
LSE	Restrição de sub-excitação
LVHz	Restrição da relação volts/hertz
MAC	<i>Model Algorithmic Control</i>
MBPC	<i>Model-Based Predictive Control</i>
MPC	<i>Model Predictive Control</i>
MMF	Força magnetomotriz
MS	Máquina(s) Síncrona(s)
MVA	megavolt-ampère
MW	Megawatts
NMPC	( <i>Nonlinear Model Predictive Control</i> )
PI	Proporcional-Integral
PID	Proporcional-Integral-Derivativo
PSS	Estabilizador do Sistema de Potência PSS (Power System Stabilizer)

pu	por unidade
PQ	Programação Quadrática ( <i>Quadratic Programming</i> )
PSS	Sistema Estabilizador de Potência ( <i>Power System Stabilizer</i> )
SE	Sistema de Excitação
SEC	Sistema de Edição de Configuração
SEP	Sistema Elétrico de Potência
RT	Regulador de tensão
RV	Regulador de velocidade
SQP	Programação Sequencial Quadrática ( <i>Sequential Quadratic Programming</i> )

# Lista de Símbolos

## Notação

$A_g$	Constante de saturação da máquina síncrona
$B_g$	Constante de saturação da máquina síncrona
$d$	subíndice para eixo direto
$D$	Coefficiente de autoregulação da turbina
$E_{af}$	Tensão de excitação
$E_{af}$	Força eletromotriz, por fase, nos enrolamentos internos do estator
$E_\infty$	Tensão da barra infinita
$E_{barra}$	Tensão da barra infinita, convenção para simulação e projeto do controlador
$E_{fd}$	Tensão de campo
$E_d''$	Componente subtransitória da FEM no eixo direto
$E_q''$	Componente subtransitória da FEM no eixo de quadratura
$E_d'$	Componente transitória da FEM no eixo direto
$E_q'$	Componente transitória da FEM no eixo de quadratura
$E_i$	Corrente de excitação de campo, convenção para simulação e projeto do controlador
$E_{T1}$	Tensão de saturação
$f_m$	Frequência angular mecânica
$i_{fd}$	Corrente de campo da máquina rever isso qui..
$I_a$	Corrente da armadura
$I_d$	Componente da corrente estatórica no eixo $d$
$i_{fd}$	Corrente de campo
$I_q$	Componente da corrente estatórica no eixo $q$
$I_r$	Corrente ativa
$I_t$	Corrente terminal
$I_x$	Corrente reativa
$K_e$	Ganho da excitatriz rotativa
$L_{ad}$	Indutância com base recíproca
$N$	Horizonte de predição
$N_1$	Horizonte de predição mínimo

$N_2$	Horizonte de predição máximo
$Nu$	Horizonte de controle
$r$	Fator de penalização do incremento do sinal de controle
$R_a$	Resistência dos enrolamentos da armadura
$R_{fd}$	Resistência dos enrolamentos de campo da máquina síncrona
$p$	Número de polos
$P$	Potência ativa
$P_e$	Potência elétrica
$P_m$	Potência mecânica no eixo da máquina
$q$	subíndice para eixo de quadratura
$q$	Fator de penalização de seguimento de trajetória de referência
$Q$	Potência reativa
$S$	Potência aparente
$T$	Torque fornecido pela turbina
$T_e$	Constante de tempo da excitatriz estática
$T'_{d0}$	Constante de tempo transitória no eixo direto
$T''_{d0}$	Constante de tempo subtransitória no eixo direto
$T'_{q0}$	Constante de tempo transitória no eixo de quadratura
$T''_{q0}$	Constante de tempo subtransitória no eixo de quadratura
$V_d$	Tensão da armadura no eixo direto
$V_q$	Tensão da armadura no eixo de quadratura
$V_{reg}$	Tensão de regulação
$V_t$	Tensão terminal
$V_X$	Tensão de saída do excitador
$X_{ad}$	Reatância com base recíproca
$X_d$	Reatância síncrona no eixo direto
$X'_d$	Reatância síncrona transitória no eixo direto
$X''_d$	Reatância síncrona subtransitória no eixo direto
$X_e$	Reatância equivalente externa da barra infinita
$X_l$	Reatância de dispersão
$X_s$	Reatância síncrona
$X_q$	Reatância síncrona no eixo de quadratura
$X'_q$	Reatância síncrona transitória no eixo de quadratura
$X''_q$	Reatância síncrona subtransitória no eixo de quadratura
$2H$	Parâmetro de inércia da turbina
$\delta$	Ângulo de carga da máquina síncrona
$\delta_{max}$	Ângulo de carga máximo da máquina síncrona
$\Delta\omega$	Desvio de velocidade angular
$\omega_0$	Frequência nominal da máquina
$\omega_m$	Velocidade angular mecânica

$\omega_r$	Velocidade angular do rotor, rad/s elétricos
$\theta$	Ângulo do rotor com relação ao estator
$\theta_r$	Ângulo de avanço do eixo $d$ em relação ao eixo magnético do enrolamento de fase $a$
$\phi$	Ângulo do fator de potência
$\psi_I$	Perda de fluxo
$\epsilon(.)$	Valor da restrição suave para a variável relacionada a $(.)$





# Lista de Figuras

2.1	Esquema de uma planta hidráulica. . . . .	6
2.2	Principais malhas de controle associadas a um gerador. Adaptada de Simões Costa e S. e Silva (2000). . . . .	7
2.3	Esquema de uma máquina síncrona trifásica. Adaptada de Kundur (1994). .	8
2.4	Componente da frequência fundamental da corrente de armadura. Adaptada de Chapman (1999). . . . .	10
2.5	Efeitos da saturação. Adaptada de Kundur (1994). . . . .	12
2.6	Circuito representando máquina síncrona ligada à rede. Adaptada de Fitzgerald et al. (2006). . . . .	12
2.7	Curva potência ativa $\times$ ângulo de potência. Adaptada de Fitzgerald et al. (2006)	13
2.8	Configuração física dos componentes de um sistema de excitação. Adaptada de Simões Costa e S. e Silva (2000). . . . .	14
2.9	Esquema de montagem de uma excitatriz do tipo estática. . . . .	15
2.10	Limites aproximados de geração ativa e reativa. Adaptado de Monticelli e Garcia (2000). . . . .	16
2.11	Limite de aquecimento da armadura (corrente de armadura máxima). Adaptada de Kundur (1994). . . . .	18
2.12	Limite de aquecimento da corrente de campo. Adaptada de Kundur (1994). .	19
2.13	Limite de potência na turbina. Adaptada de Monticelli e Garcia (2000). . . .	20
2.14	Limite de estabilidade imposto como valor máximo do ângulo de potência (margem angular). Adaptada de Monticelli e Garcia (2000). . . . .	21
2.15	Limite de estabilidade imposto como uma margem em relação à máxima potência teórica. Adaptada de Monticelli e Garcia (2000). . . . .	21

2.16	Efeito da margem de estabilidade em potência no valor de $\delta_{max}$ . Adaptada de Monticelli e Garcia (2000).	22
2.17	Limite de estabilidade imposto como uma margem em relação à máxima potência teórica. Adaptada de Monticelli e Garcia (2000).	22
2.18	Diagrama de capacidade típica de um GS. Adaptado de Monticelli e Garcia (2000).	23
2.19	Modelo clássico para MS de polos lisos ligada a um sistema de barra infinita. Adaptado de Monticelli e Garcia (2000).	23
2.20	Diagrama fasorial da máquina sobre-excitada. Adaptado de Monticelli e Garcia (2000).	24
2.21	Diagrama fasorial da máquina subexcitada. Adaptado de Monticelli e Garcia (2000).	25
2.22	Diagrama de blocos da máquina síncrona. Modelo IV de Young. Adaptada de Zeni Jr (1987).	26
2.23	Comparação da tensão terminal ( $V_t$ ).	29
2.24	Comparação do desvio de ângulo ( $\Delta\omega$ ).	30
2.25	Comparação da corrente ativa ( $I_r$ ).	30
2.26	Comparação da corrente reativa ( $I_x$ ).	31
2.27	Comparação da potência ativa ( $P_e$ ).	31
3.1	Estratégia de controle MPC.	35
3.2	Estrutura básica de controle MPC.	36
3.3	Representação de uma restrição <i>hard</i> . Adaptada de Qin e Badgwell (2003).	46
3.4	Representação de uma restrição <i>soft</i> . Adaptada de Qin e Badgwell (2003).	46
3.5	Representação de uma restrição de aproximação de <i>setpoint</i> . Adaptada de Qin e Badgwell (2003).	47
4.1	Curva de capacidade mostrando a linha de atuação do LSE. Adaptada de Zeni Jr (1987).	66
4.2	Início de operação da máquina. Adaptada de IEEE Std 1020-1988 (1988).	69

4.3	Desexcitação da máquina por comando ou falha mecânica. Adaptada de IEEE Std 1020-1988 (1988) . . . . .	70
4.4	Comportamento desejado e indesejado da variável sob restrição. . . . .	72
4.5	Intervalo de tempo considerado na análise dos parâmetros . . . . .	74
4.6	Relação entre os parâmetros de sintonia e erro quadrático . . . . .	75
4.7	Tensão terminal, tensão de regulação, corrente ativa e reativa . . . . .	78
4.8	Desempenho das restrições: LCC, LVHz, LCE e LSE . . . . .	79
4.9	Potência ativa e reativa, ângulo de carga e diagramas $P - Q$ e $Ir - Ix$ . . . .	80
4.10	Desempenho do sistema com parâmetros relacionados ao erro $ISE < 0,08$ . .	82
4.11	Tempo de assentamento para degrau negativo . . . . .	83
4.12	Tempo de subida, assentamento e sobressinal para degrau positivo . . . . .	83
4.13	$P_m = 0$ , MPC com restrições desabilitadas . . . . .	87
4.14	$P_m = 0.7$ , MPC com restrições desabilitadas . . . . .	88
4.15	$P_m = 0.9$ , restrições habilitadas - instabilidade a partir de 140 s . . . . .	88
4.16	$P_m = 0.9$ , restrições habilitadas - estabilidade após inserção de filtro . . . .	89
4.17	Comparação do MPC com o controlador atual - degrau a vazio . . . . .	91
4.18	Resposta do sistema a degrau com MS operando sob carga . . . . .	92
4.19	Modo de controle de corrente de campo - a vazio . . . . .	94
4.20	Modo de controle de corrente de campo - com carga . . . . .	94
4.21	Modo de controle de potência reativa . . . . .	95
4.22	Modo de controle de fator de potência . . . . .	96



# Lista de Tabelas

2.1	Valores típicos dos parâmetros do modelo de MS. Adaptada de Kundur (1994).	10
4.1	Categorias de análise do parâmetro $X_e$ . . . . .	86



# Capítulo 1

## Introdução

Os Controladores Preditivos Baseados em Modelos, mais referenciados como controladores MPCs, podem ser encontrados nas mais diversas áreas industriais. O uso de controladores desse tipo desencadeou muitas aplicações desde a década de 70 e a técnica tem sido muito estudada e implementada desde então. A vantagem do controlador possuir um modelo explícito da planta real, e desse modo, prever o comportamento futuro de variáveis selecionadas envolvidas no processo de controle, é um dos pontos fortes dessa aplicabilidade.

O grande uso dos controladores preditivos MPCs, também está relacionado com a capacidade de lidar com cálculos sistemáticos envolvendo soluções para problemas com um conjunto complexo de restrições, otimização de valores, uso de modelos lineares e não lineares, entre outras características.

Quase nenhuma ou poucas referências sobre aplicações de controladores MPCs no setor de geração e controle de energia hidrelétrica, no que diz respeito ao controle de regulação de tensão, são encontradas. Uma abordagem de controle preditivo aplicado a um sistema de regulação de velocidade e tensão é encontrado em da Silva (2002), o qual faz uso de um modelo simples para a Máquina Síncrona (MS). Em Sansevero (2006) é abordado um controlador preditivo para turbo-geradores hidráulicos do tipo Francis e em Oliveira-Lopes e da Silva (2007) uma abordagem via inequações matriciais lineares.

A maior parte de empresas que trabalham com este ramo de negócios mantêm seus tipos de controles aplicados restritos ao uso de controladores do tipo proporcional-integral (PI) ou proporcional-integral-derivativo (PID). O trabalho a ser desenvolvido aqui, propõe um controlador preditivo para sistemas de regulação de tensão.

### 1.1 Motivação e Objetivos do Trabalho

Os principais objetivos deste trabalho são:

- Aplicar a técnica de controle preditivo baseado em modelo para desenvolver um algoritmo para reguladores de tensão de geradores síncronos.
- Testar o desempenho do algoritmo desenvolvido frente à tecnologia atual dos reguladores.
- Avaliar a viabilidade de implementação do regulador de controle preditivo aplicado a reguladores de tensão em usinas hidrelétricas.

Vale ressaltar ao leitor que o propósito geral deste trabalho, além de ser um problema de pesquisa, também tem a finalidade de melhorar o sistema de controle de excitação de máquinas síncronas realizado pela empresa REIVAX. Devido a isto, alguns detalhes e/ou dados de sintonia podem ser omitidos por motivos de sigilo industrial.

### 1.1.1 Justificativas do uso do controle preditivo

O sistema de excitação provê a tensão interna do gerador síncrono e por isso é responsável pela tensão e corrente terminais e pelo fator de potência. O regulador de tensão comanda o sistema de excitação para que se tenham como características:

- Controle da tensão terminal da máquina, dentro das especificações.
- Manutenção da máquina dentro dos limites de operação, definidos para várias de suas variáveis de saída, mesmo sob condições severas.
- Prover torque de amortecimento para diminuir oscilações eletromecânicas. Estas podem ter origem na própria máquina, provenientes da influência do torque elétrico sobre o eixo da máquina ou de oscilações da potência mecânica entregue ao eixo, como também de perturbações do sistema elétrico, devido a constantes variações topológicas, mudanças de carga e tensão na linha de transmissão.
- Proporcionar torque sincronizante para evitar perda de sincronia, quando ocorrer falhas como curto-circuito ou abertura de linha.

Verifica-se que tais funções compreendem um conjunto complexo de restrições ao controlador, inclusive conflitantes em alguns casos, como fornecer torque sincronizante durante uma falha de curto-circuito leva ao aparecimento de oscilações, que devem, pelo mesmo controlador, serem amortecidas. Perturbações bruscas e falhas devem ser compensadas pelo regulador. Somam-se a isso as características não-lineares do sistema.

Para atender a todas as especificações, desenvolveu-se, um número considerável de componentes destinados a resolver isoladamente cada um dos problemas apresentados, que, como



atuam de maneira isolada sobre objetivos globais (como região de operação da máquina), suas ações de controle não representam a melhor forma de cumprir as especificações, pela mesma razão, a sintonia de cada uma destas partes não é um processo simples.

Conforme salientado anteriormente, o controle preditivo baseado em modelo é uma técnica de controle avançada que se baseia no conhecimento do comportamento da planta controlada para definir os sinais a serem aplicados de forma que melhor se cumpram as especificações do problema ao qual é aplicado. Dessa forma, espera-se ter um controlador, ao mesmo tempo, com ótimo desempenho e sintonia simplificada para o processo de regulação de tensão.

## 1.2 Organização do Trabalho

A dissertação continua no Capítulo 2, que aborda conceitos fundamentais de geradores e as principais características responsáveis por limitações de geração e fornecimento de energia elétrica. Neste capítulo é apresentada a modelagem matemática desses tipos de máquinas e feita a validação do modelo usado no controlador preditivo, com suas devidas considerações.

O Capítulo 3 é responsável por fornecer a base necessária para o entendimento de como funcionam os controladores preditivos, como são tratadas questões envolvendo modelos lineares e as manipulações e inserções de restrições em controladores preditivos lineares. Trata também de apresentar alguns conceitos relacionados a controladores não lineares associados ao uso de modelos não lineares.

No Capítulo 4 estão descritos os procedimentos, análises e abordagens do problema de controle relacionado ao desenvolvimento do controlador preditivo para regulação de tensão. Apresentam-se e discutem-se testes realizados sobre o desempenho do controlador desenvolvido e comparam-se resultados entre o método de controle atual e a nova estratégia de controle.

Por fim, no Capítulo 5 retomam-se os pontos importantes do trabalho, destacando-se os principais resultados observados e colocando-se sugestões para trabalhos futuros.



## Capítulo 2

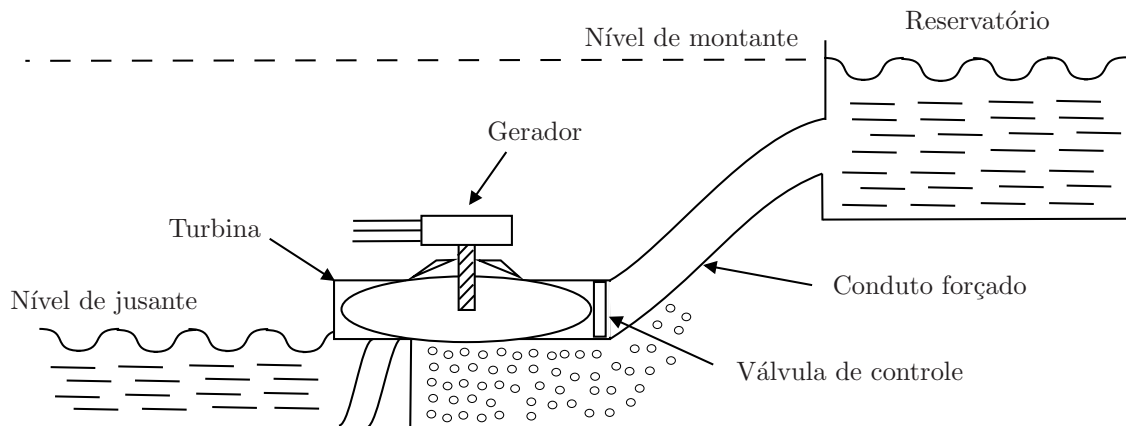
# Sistema de Regulação de Tensão: Análise e Modelagem

Neste capítulo são apresentados os conceitos básicos de funcionamento dos reguladores de tensão. Inicialmente descreve-se brevemente o funcionamento de um sistema de energia hidrelétrica e em seguida obtém-se o modelo para o uso no controlador. Finalmente realiza-se um estudo comparativo por simulação do modelo usado no ambiente de simulação do MATLAB<sup>®</sup> para uso neste trabalho, com o modelo presente no Sistema de Edição de Configuração (SEC) utilizado pela empresa REIVAX S.A para realização de testes de *software* e *hardware*.

### 2.1 Sistema de Geração de Energia Hidrelétrica

A maior parte da energia elétrica utilizada atualmente no Brasil provém da conversão de energia obtida em usinas hidrelétricas. Para que ocorra esta conversão de energia, é necessário existir um desnível hidráulico natural ou criado por uma barragem. Desse modo pode-se utilizar a energia potencial e cinética da água para acionar turbinas hidráulicas, que por sua vez acionarão geradores. Um sistema de geração de energia, com os elementos essenciais de uma planta hidráulica é descrita na Figura 2.1.

A energia elétrica normalmente é produzida pela ação de máquinas rotativas, geralmente máquinas síncronas (MS) funcionando como geradores síncronos (GS), que acionadas mecanicamente por uma máquina primária (turbina hidráulica, a vapor, a gás, máquina de combustão interna, ou turbina eólica) produzem através de campos de indução eletromagnéticos, uma onda senoidal de tensão com frequência fixa e amplitude definida pela classe de tensão do gerador.



**Figura 2.1:** Esquema de uma planta hidráulica.

O controle do sistema de geração é bastante complexo. Na Figura 2.2 mostram-se as principais malhas de controle usadas. Neste conjunto de malhas existem as malhas locais ou primárias, que somente controlam o par turbina-gerador e as malhas centralizadas, que encarregam-se da sincronização com o sistema de distribuição.

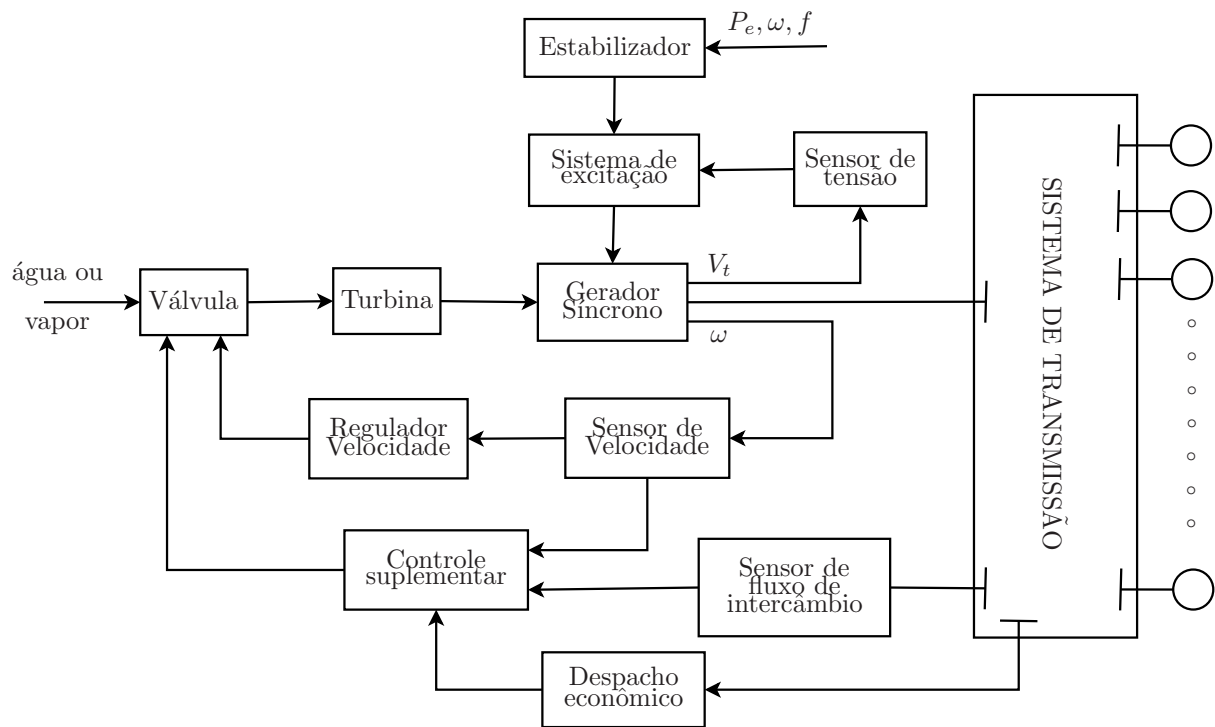
Os controles locais principais são o regulador de velocidade (RV) e o regulador de tensão (RT). O primeiro atua sobre o fluxo de água fornecido à turbina para controlar a velocidade do conjunto turbina-gerador e assim fixar a frequência da geração. O segundo é o RT, que atua na excitação da MS para gerar a tensão desejada.

O controle suplementar ou Controle Automático de Geração (AVR) - referido na Figura 2.2 - atua quando o controle primário, não consegue eliminar os desvios de frequência, assim, é necessário a intervenção de outra malha de controle para restabelecer a frequência ao seu valor nominal. Em caso de sistemas interligados, este controle, tem ainda a incumbência de manter o intercâmbio de potência entre concessionárias vizinhas tão próximo quanto possível dos valores previamente programados. Trata-se de um sistema de controle centralizado, executado no centro de operações das empresas, e cujas constantes de tempo são de ordem de minutos (Simões Costa e S. e Silva, 2000).

Os reguladores de tensão são responsáveis, entre outras tarefas, de manter e controlar a tensão terminal ou a potência reativa de um gerador síncrono em determinadas faixas ou regiões de operação, manipulando a excitação de campo do gerador. Além de manter estas grandezas dentro de uma determinada região de operação, os reguladores também exercem papel fundamental em manter o sistema estabilizado como um todo com a rede.

## 2.2 Máquina síncrona - MS

O gerador síncrono (GS) representa um tipo de máquina síncrona (MS) responsável por converter a energia mecânica do eixo da turbina em energia elétrica, sendo os geradores



**Figura 2.2:** Principais malhas de controle associadas a um gerador.  
Adaptada de Simões Costa e S. e Silva (2000).

síncronos trifásicos, as máquinas mais comuns de geração em um sistema de potência. A palavra síncrona significa que o campo girante no entreferro tem a mesma velocidade angular que a do rotor.

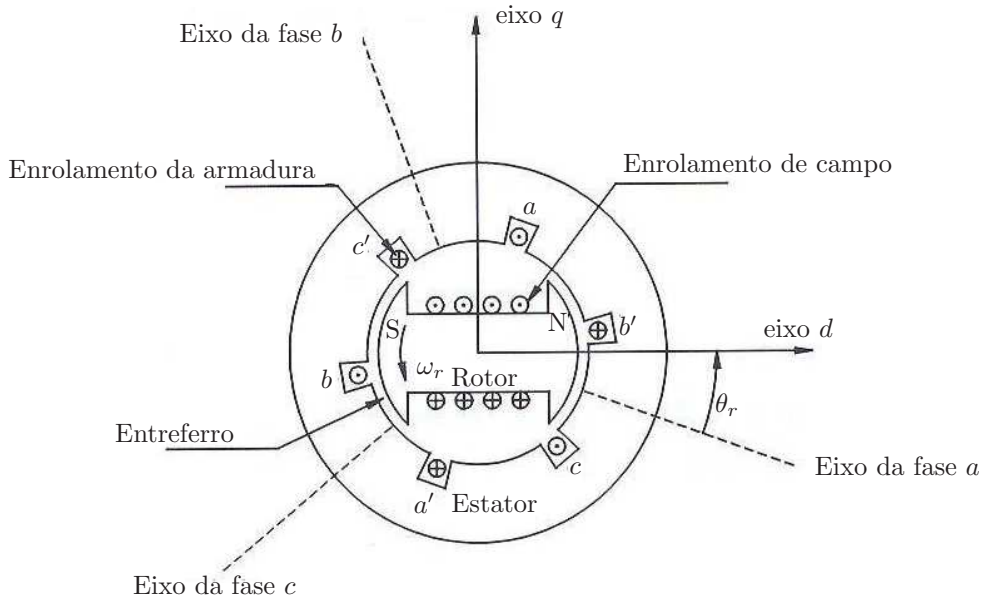
Uma máquina síncrona (ou gerador síncrono), é constituída de dois elementos básicos: o rotor e o estator. O rotor gira com o eixo da máquina e é responsável pela geração do campo magnético. O estator é a parte fixa da máquina, nele estão dispostos enrolamentos onde é induzida uma tensão, devido ao movimento relativo entre rotor e estator. Existem duas estruturas básicas de rotores, dependendo da velocidade de trabalho.

As máquinas operando em altas velocidades, como turbogeradores acionados por vapor ou gás, possuem rotores de pólos lisos. Neste tipo de rotor, também conhecido como rotor cilíndrico, os pólos encontram-se incrustados no rotor de aço sólido, são projetados para dois ou quatro pólos sendo caracterizadas também por um pequeno diâmetro e longo comprimento axial. Nas máquinas acionadas por turbinas hidráulicas, que operam com velocidades baixas, os rotores são construídos com um número de pólos elevados, geralmente mais do que quatro, para conseguirem alcançar a frequência da rede. Neste tipo de rotor os pólos projetam-se a partir da superfície do rotor, sendo conhecidos como rotores de pólos salientes, apresentando um grande diâmetro e um pequeno comprimento axial. No rotor de pólos salientes geralmente existe um conjunto de barras conectadas nas extremidades dos pólos, referidos como enrolamentos amortecedores, com o propósito de amortecer oscilações mecânicas do rotor.

provenientes das oscilações de velocidade (Kundur, 1994; Machowski et al., 2008).

### 2.2.1 Modelagem: principais equações do funcionamento da MS

A modelagem e análise da MS tem sido sempre um desafio. Muitos estudos foram realizados entre os anos de 1920 a 1930 e diversas outras investigações têm sido desenvolvidas desde então. O equacionamento da máquina síncrona pode ser iniciado utilizando o ângulo do rotor com relação ao estator ( $\theta$ ) como referência e equacionando as forças magnéticas de interação entre os elementos. Com o propósito de identificar as características das máquinas síncronas, dois eixos são definidos, conforme a Figura 2.3.



**Figura 2.3:** Esquema de uma máquina síncrona trifásica.  
Adaptada de Kundur (1994).

O eixo direto  $d$  é centrado magneticamente no centro do polo norte e o eixo de quadratura  $q$ ,  $90^\circ$  adiantado em relação ao eixo  $d$  (Kundur, 1994). Porém a análise da interação do gerador com a rede e o sistema de excitação, em virtude do caráter variável de alguns parâmetros, agravada pela saliência dos polos, fica dificultada, o que levou ao desenvolvimento da transformação do espaço de estados com relação à posição do rotor (Park, 1929). Esta técnica consiste em uma transformação linear que simplifica as equações da MS introduzindo um conjunto de variáveis hipotéticas, incluindo, além das componentes  $d$  e  $q$ , uma terceira componente, a *componente de sequência zero*, indicada pelo índice 0.

Dependendo do que se quer analisar, circuitos com vários graus de complexidade podem ser encontrados (Kundur, 1994), sendo que alguns encontram-se normalizados, conforme IEEE Std 1110-1991 (1991). Os cálculos relativos à MS, assim como as variáveis levadas em consideração nos modelos, são frequentemente executados e expressos na forma conhecida

como *por unidade* (pu), ou seja, com todas as quantidades expressas como frações decimais dos chamados *valores de base* adequadamente escolhidos, assim, 1 pu significa que a variável está no seu valor nominal (Fitzgerald et al., 2006). O modelo padrão para a MS, no entanto, utiliza uma representação que independe de sua estrutura física e é expresso pelo sistema de sexta ordem (Machowski et al., 2008):

$$\dot{E}''_q = \frac{E'_q + I_d(X'_d - X''_d) - E''_q}{T''_{do}} \quad (2.1)$$

$$\dot{E}''_d = \frac{E'_d - I_q(X'_q - X''_q) - E''_d}{T''_{qo}} \quad (2.2)$$

$$\dot{E}'_q = \frac{E_{fd} - E'_q + I_d(X_d - X'_d)}{T'_{do}} \quad (2.3)$$

$$\dot{E}'_d = \frac{-E_d - I_q(X_q - X'_q)}{T'_{qo}} \quad (2.4)$$

$$\dot{\omega} = \frac{\omega_0(P_m - P_e - D(\omega - \omega_0))}{2H} \quad (2.5)$$

$$\dot{\delta} = \omega - \omega_0 \quad (2.6)$$

onde  $E_{fd}$  é a tensão de campo do gerador, em pu;  $I_d$  e  $I_q$  são as componentes da corrente estatórica, em pu;  $E''_d$  e  $E''_q$  são as componentes da força eletromotriz (FEM) proporcionais ao somatório dos fluxos de ligação subtransitórios no rotor, em pu;  $E'_d$  e  $E'_q$  são as componentes da FEM proporcionais ao somatório dos fluxos de ligação transitórios no rotor;  $2H$  é a inércia da turbina, dada em segundos;  $D$  é o coeficiente de autoregulação da turbina;  $\omega$  é a frequência da máquina, em pu;  $\omega_0$  é a frequência nominal da máquina, em pu;  $\delta$  é o ângulo de carga da máquina,  $P_m$  e  $P_e$  são respectivamente a potência mecânica e potência elétrica, respectivamente.

De acordo com o tipo de MS, polos salientes ou lisos, algumas simplificações podem ser realizadas nos parâmetros, mas a estrutura do modelo se mantém (Machowski et al., 2008). Para o estudo feito aqui, está sendo considerado inicialmente um modelo para geradores de polos salientes. Os valores comuns dos parâmetros, em pu, estão mostrados na Tabela 2.1.

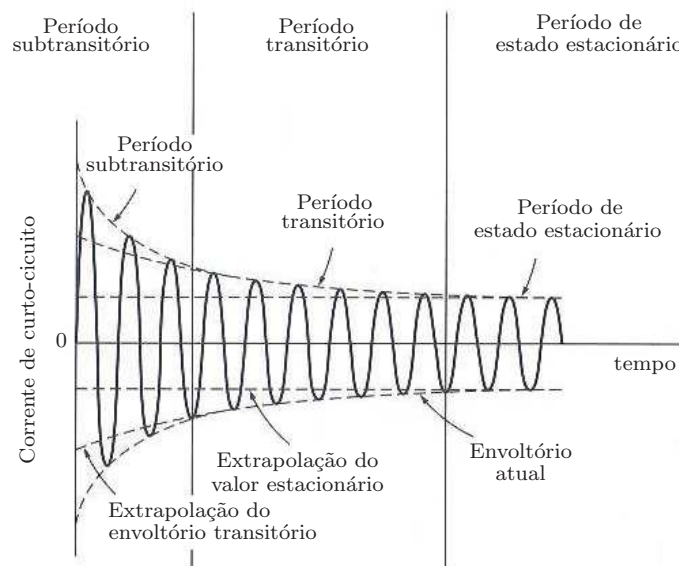
Para caráter de esclarecimento, a nomenclatura *transitório* e *subtransitório* utilizada diz respeito a oscilações que ocorrem nas componentes da corrente de armadura no caso de um curto-circuito. Considerando uma máquina operando inicialmente em vazio e um curto-circuito trifásico súbito aparecendo em seus terminais, pode ser observada uma onda de corrente no estator em curto-circuito com o auxílio de um osciloscópio. A Figura 2.4 representa a componente simétrica de um ensaio de curto circuito, desprezando os transitórios do estator (Kundur, 1994).

As variáveis terminais da máquina são dadas por

**Tabela 2.1:** Valores típicos dos parâmetros do modelo de MS.  
Adaptada de Kundur (1994).

Parâmetros		Polos salientes	Polos lisos
Reatância síncrona	$X_d$	0,6 - 1,5	1,0 - 2,3
	$X_q$	0,4 - 1,0	1,0 - 2,3
Reatância transitória	$X'_d$	0,2 - 0,5	0,15 - 0,4
	$X'_q$	-	0,3 - 1,0
Reatância subtransitória	$X''_d$	0,15 - 0,35	0,12 - 0,25
	$X''_q$	0,2 - 0,45	0,12 - 0,25
Constante de tempo transitória*	$T'_{d0}$	1,5 - 9,0 s	3,0 - 10,0 s
	$T'_{q0}$	-	0,5 - 2,0 s
Constante de tempo subtransitória*	$T''_{d0}$	0,01 - 0,05 s	0,02 - 0,05 s
	$T''_{q0}$	0,01 - 0,09 s	0,02 - 0,05 s

\*armadura em curto-circuito



**Figura 2.4:** Componente da frequência fundamental da corrente de armadura.  
Adaptada de Chapman (1999).



$$V_q = E_q'' - X_d'' I_d \quad (2.7)$$

$$V_d = E_d'' + X_q'' I_q \quad (2.8)$$

$$V_t = \sqrt{V_q^2 + V_d^2} \quad (2.9)$$

$$P_e = V_d I_d + V_q I_q \quad (2.10)$$

$$Q = -V_q I_d + V_d I_q \quad (2.11)$$

$$I_r = \frac{P_e}{V_t} \quad (2.12)$$

$$I_x = \frac{-Q}{V_t} \quad (2.13)$$

$$I_t = \sqrt{I_r^2 + I_x^2} \quad (2.14)$$

onde  $V_q$  e  $V_d$  são, respectivamente, as tensões da armadura do eixo de quadratura e eixo direto do gerador;  $V_t$  é a tensão terminal do gerador;  $P_e$  é a potência elétrica do gerador;  $I_r$ ,  $I_x$  e  $I_t$  são, respectivamente, as correntes ativa, reativa e terminal do gerador e  $Q$  é a potência reativa, sendo todas expressas em pu.

As características das máquinas elétricas dependem muito do uso de materiais magnéticos. À medida que o fluxo magnético é aumentado, eles começam a saturar, com o resultado de que suas permeabilidades magnéticas começam a diminuir assim como a sua efetividade em contrubuir à densidade de fluxo total da máquina. Nas Equações 2.2 a 2.6, não está descrito, o efeito não linear da saturação magnética de excitação. Quando o ferro não está saturado, a relação entre força magnetomotriz (MMF) e fluxo é linear e pode ser representado pela *linha de entreferro* (ver Figura 2.5). Conforme a MMF é aumentada, o ferro satura e a relação MMF/fluxo deixa de ser linear e segue a *curva de circuito aberto* (CCA), também chamada de *curva de saturação* ou *curva de magnetização* (Fitzgerald et al., 2006), resultando uma perda de fluxo ( $\psi_I$ ). Para modelar este efeito, pode-se alterar o valor das reatâncias de regime permanente (Machowski et al., 2008), ou representar a curva de saturação no modelo, tornando-o não linear. Neste último caso, o modelo pode ser alterado conforme a equação a seguir (Kundur, 1994; Anderson e Fouad, 1977)

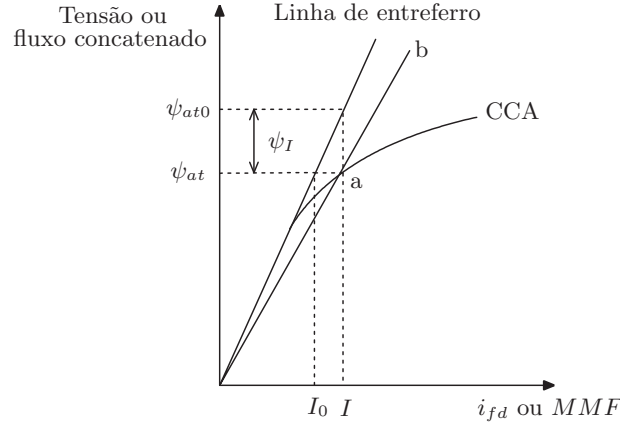
$$\dot{E}'_q = \frac{E_{fd} - f(E'_q) - E'_q + I_d(X_d - X'_d)}{T'_{do}} \quad (2.15)$$

com

$$f(E'_q) = A_g e^{B_g(E'_q - E_{T1})} \quad (2.16)$$

onde  $E_{T1}$  é o valor a partir do qual a saturação de  $E'_q$  é considerada,  $A_g$  e  $B_g$  são constantes

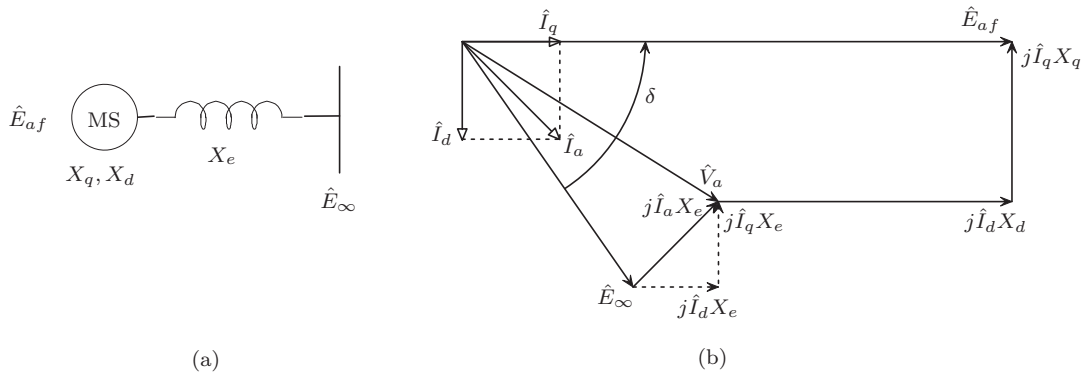
que podem ser calculados tomando dois pontos conhecidos da curva de saturação.



**Figura 2.5:** Efeitos da saturação.  
Adaptada de Kundur (1994).

Uma série de ensaios de identificação para os parâmetros padrão da máquina encontram-se desenvolvidos e normalizados. O de maior aplicabilidade, no entanto, constitui-se em analisar a resposta a rejeição de carga, devido à dificuldade de realização dos demais (Zeni Jr, 1987).

Uma máquina individual conectada à rede representa uma pequena fração de todo o sistema, desse modo ela não pode afetar de forma significativa a tensão e a frequência do sistema. Quando a máquina está em operação ligada à rede, introduz-se o conceito de *barramento* ou *barra infinita*, representando o restante do sistema como sendo uma fonte de tensão e frequência constantes. Muitas características importantes do comportamento da máquina síncrona podem ser compreendidas a partir de uma única máquina conectada a um barramento infinito (Fitzgerald et al., 2006). A Figura 2.6 (a) representa este sistema.



**Figura 2.6:** Circuito representando máquina síncrona ligada à rede.  
Adaptada de Fitzgerald et al. (2006).

Se a tensão de barramento  $\hat{E}_\infty$  for decomposta em uma componente de eixo direto  $V_d = E_\infty \sin \delta$  e uma de eixo de quadratura  $V_q = E_\infty \cos \delta$ , em fase com  $\hat{I}_d$  e  $\hat{I}_q$ , respectivamente,

então a potência  $P_e$  entregue por fase (ou por unidade) será (Fitzgerald et al., 2006)

$$P_e = I_d V_d + I_q V_q = I_d E_\infty \sin \delta + I_q E_\infty \cos \delta \quad (2.17)$$

Uma relação também pode ser obtida da Figura 2.6 (b) para as correntes de eixo direto e de quadratura, obtendo-se

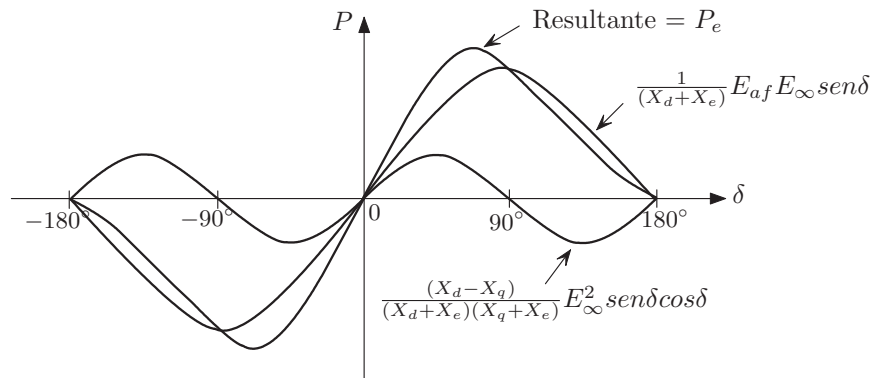
$$I_q = \frac{1}{(X_d + X_e)} (E_{af} - E_\infty \cos \delta) \quad (2.18)$$

$$I_d = \frac{1}{(X_q + X_e)} (E_\infty \sin \delta) \quad (2.19)$$

onde  $E_\infty$  representa a tensão da barra infinita,  $E_{af}$  a tensão de excitação,  $X_e$  representa a reatância equivalente externa da barra infinita e  $\delta$  é o *ângulo do rotor* ou *ângulo de carga*. Nota-se que surge mais uma não-linearidade no sistema, devido ao seno e cosseno do ângulo de carga inserido nas correntes  $I_q$  e  $I_d$ . Substituindo estas duas equações na Equação 2.17 para potência ativa, obtém-se a seguinte relação de regime permanente (Del Toro, 1999; Machowski et al., 2008; Fitzgerald et al., 2006)

$$P_e = \frac{1}{(X_d + X_e)} E_{af} E_\infty \sin \delta + \frac{(X_d - X_q)}{(X_d + X_e)(X_q + X_e)} E_\infty^2 \sin \delta \cos \delta \quad (2.20)$$

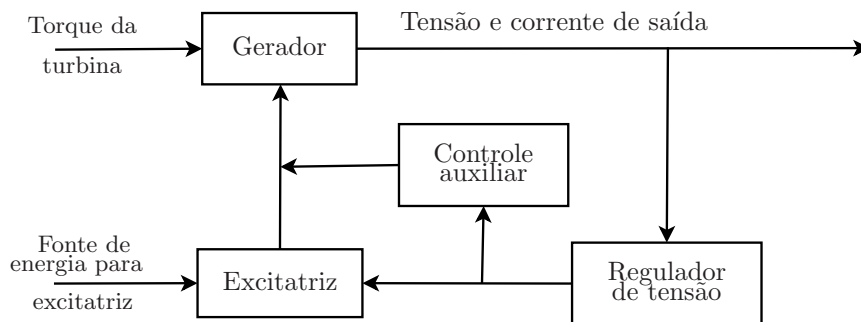
A relação entre  $P_e$  e  $\delta$  expressa pela Equação 2.20 é geralmente representada pela curva de ponto de equilíbrio potência elétrica-ângulo de carga, conforme representado na Figura 2.7. À medida que  $\delta$  cresce, o torque elétrico da máquina aumenta. Porém, a partir de um certo limite de  $\delta$ , a máquina não consegue suprir torque suficiente e perde a sincronia com o sistema (Fitzgerald et al., 2006).



**Figura 2.7:** Curva potência ativa  $\times$  ângulo de potência.  
Adaptada de Fitzgerald et al. (2006)

## 2.3 Sistema de Excitação

A função do sistema de excitação é fornecer corrente contínua para o enrolamento de campo da máquina síncrona e dessa maneira, estabelecer a tensão interna da mesma. Em consequência, o sistema de excitação não é responsável somente pela tensão de saída da máquina, mas também pelo fator de potência e pela magnitude da corrente gerada. Ao sistema de excitação são atribuídas diversas tarefas, dentre as quais desempenhar controle e funções essenciais para o desempenho satisfatório do sistema de controle através do controle da tensão de campo e desse modo, controlar a corrente de campo. Uma descrição de outras tarefas do sistema de excitação pode ser encontrada em Zeni Jr (1987). A Figura 2.8 descreve a configuração física dos componentes de um sistema de excitação.



**Figura 2.8:** Configuração física dos componentes de um sistema de excitação. Adaptada de Simões Costa e S. e Silva (2000).

Existem diversos tipos de excitatrizes, que pertencem a basicamente a três amplas categorias baseadas na fonte de excitação usada (Kundur, 1994):

- Sistemas de excitação de corrente contínua - DC (do inglês *Direct Current*);
- Sistemas de excitação de corrente alternada - AC (do inglês *Alternating Current*);
- Sistemas de excitação.

A seguir, explica-se de forma sucinta, o funcionamento da excitatriz do tipo estática que será utilizada neste trabalho. Outros estudos a respeito dos tipos de excitação e configurações mais detalhadas podem ser encontradas em Kundur (1994), Anderson e Fouad (1977) e IEEE Std 421.5d<sup>TM</sup>-2005 (2006).

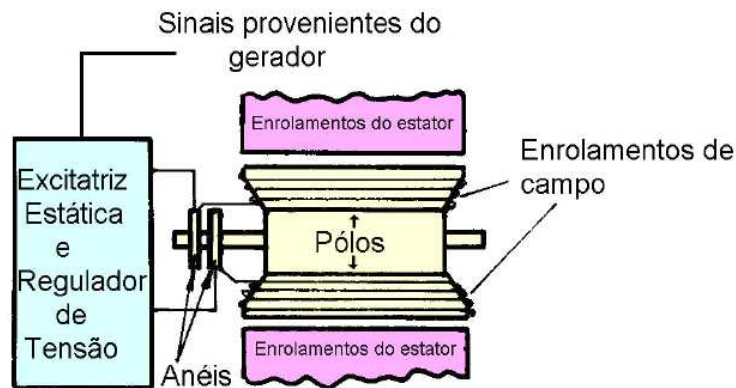
### 2.3.1 Excitatriz estática

A excitatriz estática consiste de uma ponte retificadora eletronicamente controlada, que utiliza a própria corrente gerada na armadura (ou de um barramento auxiliar) para

alimentar o campo da máquina, através de um transformador para rebaixar a tensão para um nível apropriado, ou em alguns casos, a tensão é proveniente de enrolamentos auxiliares no gerador (Kundur, 1994). Todos os componentes neste sistema são estáticos ou estacionários. São utilizadas escovas, instaladas sobre anéis lisos, para conduzir a corrente retificada desde a ponte retificadora até o campo da máquina. O regulador eletrônico verifica continuamente a tensão de saída da máquina e, se necessário, executa a correção do valor da corrente de excitação.

Neste estudo, as pontes de tiristores que atuam como excitatrizes podem ter sua dinâmica desprezada, pois conseguem atualizar o ângulo de disparo numa frequência cerca de  $1/6$  do ciclo da malha de controle (Zeni Jr, 1987). Assim, a modelagem da excitatriz estática restringe-se a uma saturação simples. Os limites de saturação de tensão da excitatriz são calculados a partir das especificações da máquina e, portanto, estão disponíveis para configuração do modelo.

A Figura 2.9 descreve o esquema de montagem de uma excitatriz do tipo estática.



**Figura 2.9:** Esquema de montagem de uma excitatriz do tipo estática.

## 2.4 Curvas de Capacidade de Geração

Em problemas de cálculo de fluxo de carga, normalmente são especificadas as tensões desejadas para a operação da MS operando como GS e calculadas as injeções de potência reativa. Esses valores calculados devem obedecer a limites máximos e mínimos de geração de potência reativa. Por outro lado, nos problemas de despacho econômico da geração (ou fluxo de potência ótimo), as cargas e os limites de transmissão são especificados e os níveis de geração são determinados, desde que seus limites máximos e mínimos sejam obedecidos (Monticelli e Garcia, 2000).

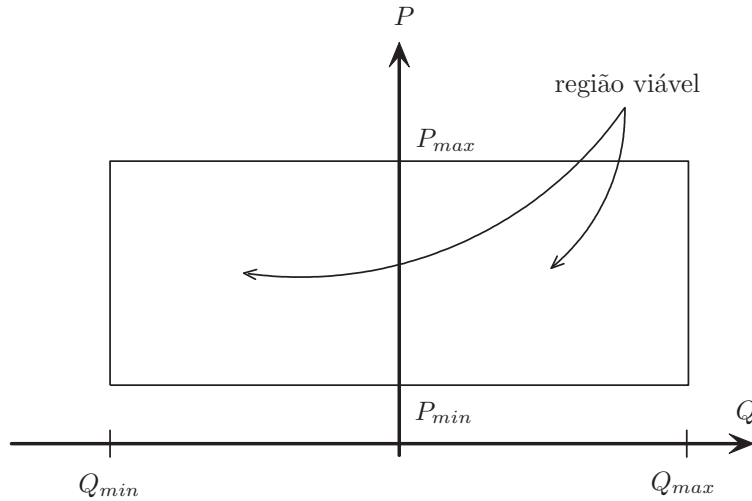
Nesses problemas de cálculo de fluxo de potência e fluxo de potência ótimo, é comum

serem utilizadas restrições para o valor da potência reativa  $Q$  e ativa  $P$  do tipo

$$Q_{min} \leq Q \leq Q_{max}$$

$$P_{min} \leq P \leq P_{max}$$

Se os limites  $Q_{min}$ ,  $Q_{max}$ ,  $P_{min}$  e  $P_{max}$  utilizados nessas restrições forem considerados fixos e independentes entre si, essas restrições equivalem a especificar uma região de operação viável para um determinado GS do tipo da representada na Figura 2.10, ou seja, uma região retangular.



**Figura 2.10:** Limites aproximados de geração ativa e reativa. Adaptado de Monticelli e Garcia (2000).

Esses limites (de potência ativa e reativa) estão relacionados de tal forma a definir uma região de operação viável do GS. Os limites reativos dependem do nível atual de geração de potência ativa. Porém, em muitas situações práticas, essa aproximação pode levar a erros inaceitáveis, já que a região de operação viável do GS é mais complexa do que a mostrada na Figura 2.10 (Monticelli e Garcia, 2000). Os limites de geração ativa e reativa se relacionam por meio dos chamados *diagramas* ou *curvas de capacidade*, cuja forma genérica será definida nesta seção.

Levando-se em conta essas considerações de limites máximos e mínimos nos problemas de cálculo de fluxo de carga, o controle de geração de potência ativa e reativa deve ser o responsável por manter o GS dentro da região de operação viável.

Do ponto de vista do controle, a MS pode ser vista como um processo de manipulação da tensão de campo  $E_{fd}$ , variando-se a corrente de excitação de campo  $i_{fd}$ , com o intuito de controlar a tensão terminal  $V_t$  gerada. Para a sua operação segura, diversos aspectos devem

ser considerados. Os limites de aquecimento do rotor e do estator, juntos com qualquer ou limite externo agindo sobre uma MS operando como GS, podem ser expressos de forma gráfica pelos diagramas de capacidade do gerador.

Quando trata-se de estudos de estabilidade de tensão e estudos de estabilidade a longo termo, é importante considerar os limites de capacidade das MS. Geralmente os valores nominais dos GS são fornecidos em termos de carga especificada pela potência aparente máxima (kVA (*quilovolt-ampère*) ou MVA (*megavolt-ampère*)), que pode ser fornecida continuamente sem superaquecimento, para valores específicos de tensão e fator de potência (usualmente 80, 85 ou 90% indutivo). Em geral, a capacidade do acionador mecânico primário limita a potência ativa de saída do gerador a um valor dentro da especificação de potencial nominal (Kundur, 1994; Fitzgerald et al., 2006).

O sistema regulador de tensão controla a corrente de campo em resposta ao valor medido da tensão de terminal, mantendo a máquina operando com uma tensão terminal constante cujo valor corresponde a  $\pm 5\%$  em torno da tensão nominal (Fitzgerald et al., 2006). Assim, quando a potência ativa de carga e a tensão são fixadas, a potência de carga reativa permitida é limitada pelo aquecimento dos enrolamentos da armadura ou do campo. O enrolamento de campo de armadura é o fator limitante dentro da região que está compreendida entre os valores unitário e nominal do fator de potência.

A capacidade de produção contínua de potência reativa e ativa fornecida por uma MS operando como gerador é limitada basicamente por cinco considerações (Monticelli e Garcia, 2000):

- Limite de aquecimento da armadura (corrente máxima da armadura);
- Limite de aquecimento do enrolamento de campo (corrente máxima de campo);
- Limite de potência primária;
- Limite de estabilidade;
- Limite de excitação mínima e máxima.

Cada uma destas considerações contribui com uma curva de modo a compor o diagrama de capacidade do GS, conforme são abordadas a seguir.

#### 2.4.1 Limite de aquecimento da armadura

A corrente que circula na armadura gera perdas ôhmicas  $R_a I_a^2$  nos enrolamentos, a qual é convertida em energia térmica devido ao efeito Joule. Esta energia dissipada em forma de

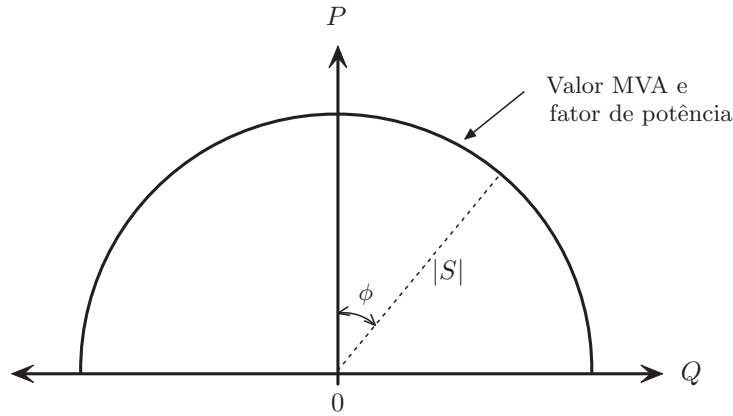
calor deve ser removida para o meio através de refrigeração, impedindo que a temperatura gerada não exceda valores nominais, danificando o isolamento dos enrolamentos. Tal objetivo é conseguido limitando a máxima corrente que circula pela armadura, sem que exceda o limite de aquecimento dos enrolamentos (Kundur, 1994).

A potência de saída, no sistema complexo *por unidade* é dada por

$$S = P + jQ = |V_t||I_t|(\cos\phi + j\sin\phi)$$

onde  $V_t$  e  $I_t$  são a tensão terminal e corrente terminal respectivamente e  $\phi$  é o ângulo do fator de potência.

Assim, considerando  $|V_t| = V_{nominal}$ ,  $|I_t|_{max}$ , impõe-se um limite no módulo de  $S$ . Em um plano  $P - Q$  o limite da corrente de armadura aparece como um círculo com a origem e raio igual ao valor da potência aparente máxima (kVA ou MVA), conforme Figura 2.11.



**Figura 2.11:** Limite de aquecimento da armadura (corrente de armadura máxima). Adaptada de Kundur (1994).

#### 2.4.2 Limite de aquecimento do enrolamento de campo

Devido às perdas impostas pela perdas ôhmicas  $R_{fd}i_{fd}^2$  nos enrolamentos de campo, a corrente de campo impõe um segundo limite na operação da MS funcionando como gerador. Aqui o subscrito  $fd$  diz respeito ao campo do gerador.

O equacionamento do diagrama fasorial<sup>1</sup> de um gerador no estado estacionário permite a obtenção de

$$P = V_t I_t \cos\phi = \frac{X_{ad}}{X_s} V_t i_{fd} \sin\delta$$

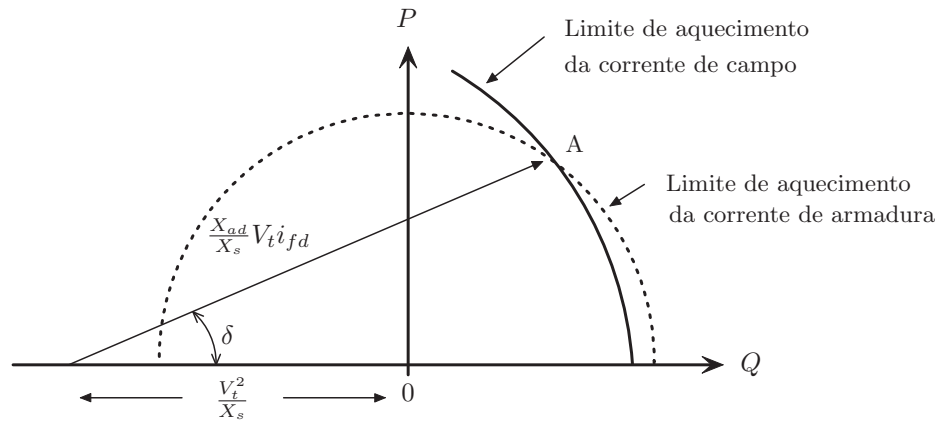
$$Q = V_t I_t \sin\phi = \frac{X_{ad}}{X_s} V_t i_{fd} \cos\delta - \frac{V_t^2}{X_s}$$

<sup>1</sup>Para maiores detalhes consultar Kundur (1994).



Aqui,  $V_t$  e  $I_t$  são a tensão terminal e corrente terminal respectivamente,  $X_s$  é a reatância síncrona,  $X_{ad}$  é a reatância resultante da multiplicação da velocidade síncrona ( $\omega_r$ ) pela indutância  $L_{ad}$ <sup>2</sup>,  $i_{fd}$  é a corrente de campo,  $\phi$  é o ângulo de fator de potência e  $\delta$  é o ângulo de carga (Kundur, 1994).

A relação entre a potência ativa e a potência reativa para uma dada corrente de campo é um círculo centrado em  $-V_t^2/X_s$  sobre o eixo  $Q$  e com  $(X_{ad}/X_s)V_t i_{fd}$  como raio. O efeito da variação da corrente de campo sobre a capacidade do gerador pode ser ilustrado sobre o plano  $P - Q$ , conforme mostrado na Figura 2.12. No caso ilustrado na figura, para fatores de potência baixos, o limite imposto pela corrente máxima de campo é mais restritivo que o limite imposto pela corrente máxima na armadura (Monticelli e Garcia, 2000).



**Figura 2.12:** Limite de aquecimento da corrente de campo.  
Adaptada de Kundur (1994).

Geralmente quando projeta-se um gerador, os limites térmicos para campo e armadura interceptam-se no ponto A, o qual representa o local nominal de MVA e o fator de potência (Kundur, 1994).

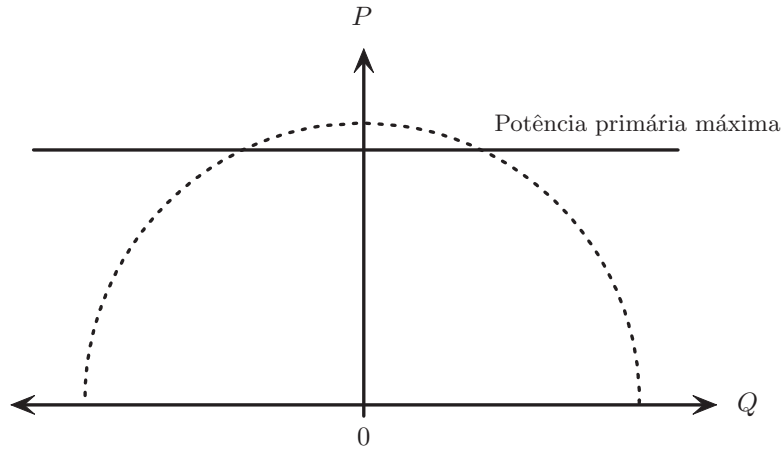
### 2.4.3 Limite de potência primária

Existe um limite imposto sobre a potência que o gerador pode receber da turbina (fonte primária), que é um limite na forma de um valor máximo de potência ativa gerada pela máquina. A potência mecânica  $P_m$  no eixo da máquina é dada por (Monticelli e Garcia, 2000)

$$P_m = T\omega_m$$

<sup>2</sup>O subscrito *ad* diz respeito à base recíproca do sistema, conforme representação de obtenção das equações envolvendo a máquina síncrona e é dado pelo *sistema unitário* - pu. Para mais detalhes, consultar Kundur (1994).

onde  $T$  é o torque fornecido pela turbina e  $\omega_m$  é a velocidade angular mecânica ( $\omega_m = 2\pi f_m/p$ , onde  $f_m$  é a frequência angular mecânica, nesse caso 60 Hz, e  $p$  o número de polos da máquina). A Figura 2.13 indica na forma de um valor máximo a potência ativa gerada pela máquina, representada pela linha horizontal.



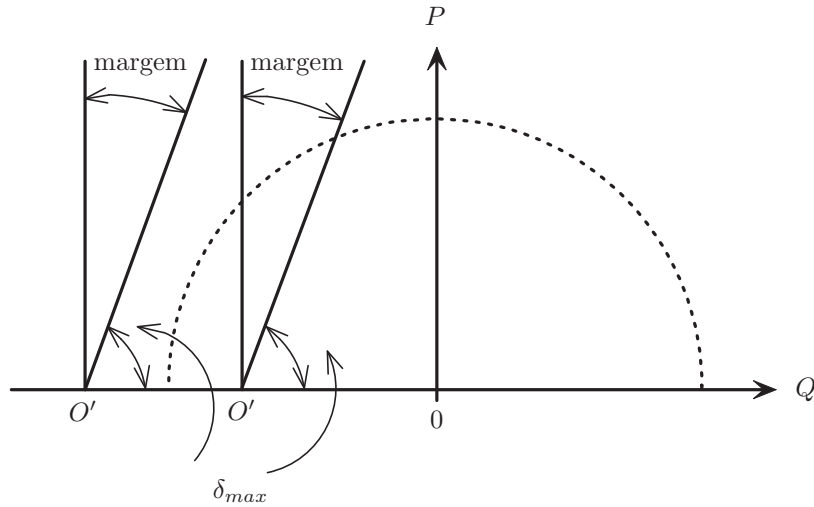
**Figura 2.13:** Limite de potência na turbina.  
Adaptada de Monticelli e Garcia (2000).

Dependendo das características da máquina, esse limite poderá ser mais ou menos restritivo que o limite imposto pelo aquecimento da armadura. No caso particular ilustrado na figura, está suposto que na região de fator de potência próximo à unidade, o limite de potência primária é mais baixo que o limite de aquecimento da armadura. É bom salientar que o limite da fonte primária só afeta a potência ativa, pois a elergia líquida associada à potência reativa é nula, e, assim, em média, e ao longo do tempo, a energia fornecida ao sistema é igual à energia mecânica fornecida ao eixo, descontadas as perdas.

#### 2.4.4 Limite de estabilidade

O limite de estabilidade é imposto pelo ângulo de potência máximo permitido,  $\delta_{max}$ . Este tipo de limite está ilustrado na Figura 2.14 para duas situações distintas: ponto  $O'$  dentro da região viável de aquecimento da armadura e fora dessa região. Nos dois casos, o limite de  $\delta_{max} = \pi/2$  aparece como uma linha vertical, sendo que, no caso de  $O'$  ficar fora da região de aquecimento viável, o limite de estabilidade é inoperante. A Figura 2.14 também indica outras situações nas quais os limites de estabilidade são impostos na forma de uma margem angular em relação ao ângulo máximo teórico ( $\pi/2$ ).

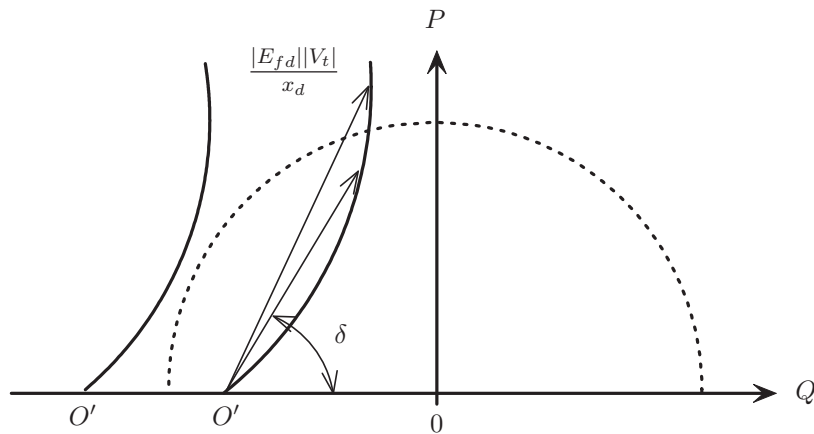
No caso de o limite de estabilidade ser imposto como uma margem de potência em relação à máxima potência teórica (potência correspondente ao ângulo  $\delta = \pi/2$ ), as curvas limites correspondentes passam a ter a forma ilustrada na Figura 2.15. Nesses casos, o ângulo máximo varia com o nível de excitação da MS: quanto menor a excitação, menor o ângulo



**Figura 2.14:** Limite de estabilidade imposto como valor máximo do ângulo de potência (margem angular).

Adaptada de Monticelli e Garcia (2000).

possível.



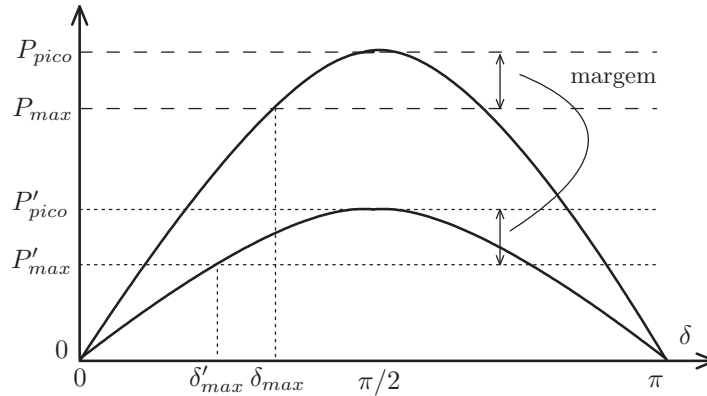
**Figura 2.15:** Limite de estabilidade imposto como uma margem em relação à máxima potência teórica.

Adaptada de Monticelli e Garcia (2000).

A Figura 2.16 ilustra a curva  $P-\delta$ . Nota-se que quando a excitação cai, cai a magnitude de  $E_{fd}$  e, portanto, cai o valor máximo de potência teórica; como a margem é especificada em megawatts (MW), isto equivale a aumentar a porcentagem da margem em relação ao pico de potência na medida que cai a excitação.

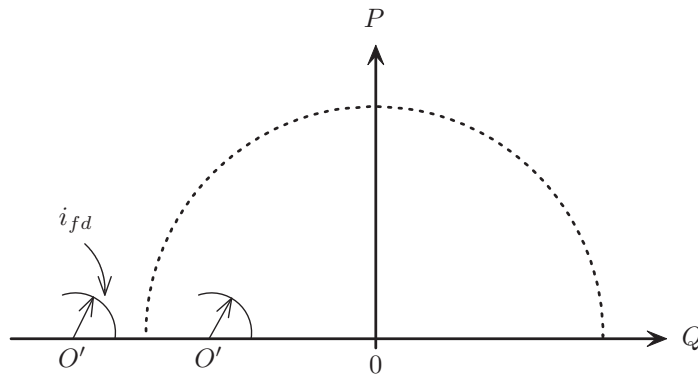
#### 2.4.5 Limite de excitação mínima

A diminuição contínua da corrente de excitação de campo  $i_{fd}$  avança até um ponto no qual o valor de pico correspondente a  $\pi/2$  se igualará a própria margem imposta, e a curva



**Figura 2.16:** Efeito da margem de estabilidade em potência no valor de  $\delta_{max}$ . Adaptada de Monticelli e Garcia (2000).

$P - \delta$  passa a coincidir com o eixo das abscissas (capacidade de geração nula). A este valor mínimo  $i_{fd-min}$  corresponde o limite indicado na Figura 2.14. Isto sugere que existe uma limitação adicional que deve ser imposta ao valor da corrente de excitação. No plano de potência  $P - Q$ , a limitação de excitação mínima aparece conforme indicado na Figura 2.17.

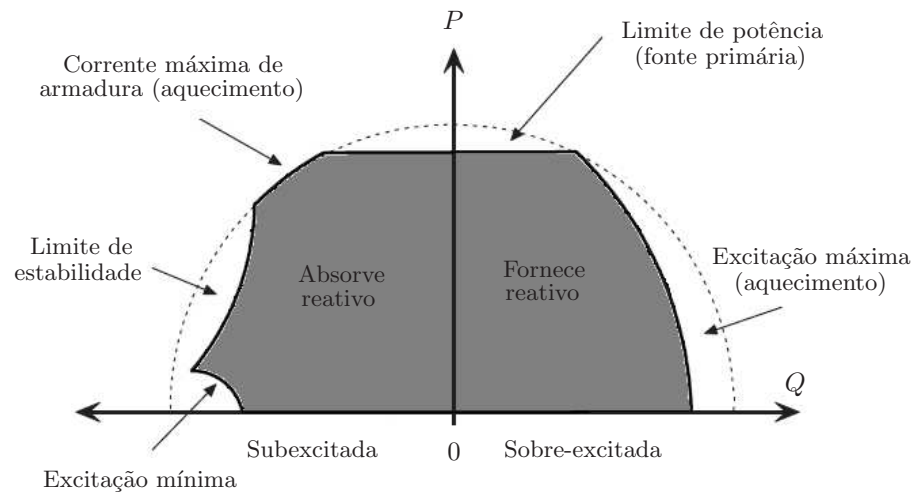


**Figura 2.17:** Limite de estabilidade imposto como uma margem em relação à máxima potência teórica. Adaptada de Monticelli e Garcia (2000).

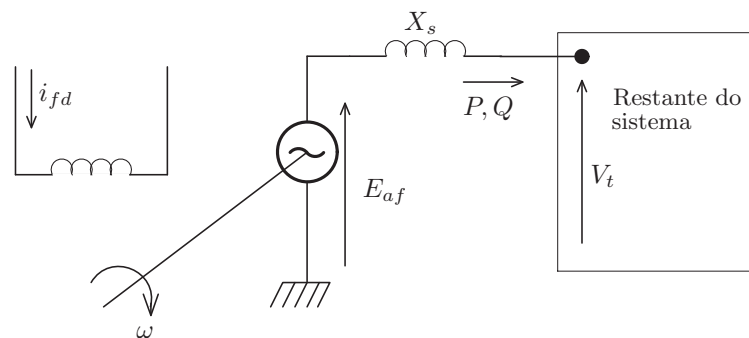
Levando em conta todas as limitações possíveis, pode-se traçar um diagrama de capacidade para geradores síncronos conforme o apresentado na Figura 2.18, onde a área preenchida na cor cinza é o lugar geométrico dos pontos de operação admissíveis.

Para o entendimento da MS funcionando subexcitada ou sobre-excitada, conforme apontada na figura acima, considere o caso de uma MS de polos lisos, cujo entendimento é válido para o caso da MS de polos salientes. Na Figura 2.19 está representado um modelo simplificado de MS de polos lisos, por fase.

onde  $X_s$  é a reatância síncrona e  $E_{af}$  é a força eletromotriz interna produzida pela corrente de excitação de campo  $i_{fd}$ , por fase. Na figura também está indicada a convenção de sinais para os fluxos de potência: potências positivas, por exemplo, são potências geradas pela MS



**Figura 2.18:** Diagrama de capacidade típica de um GS.  
Adaptado de Monticelli e Garcia (2000).



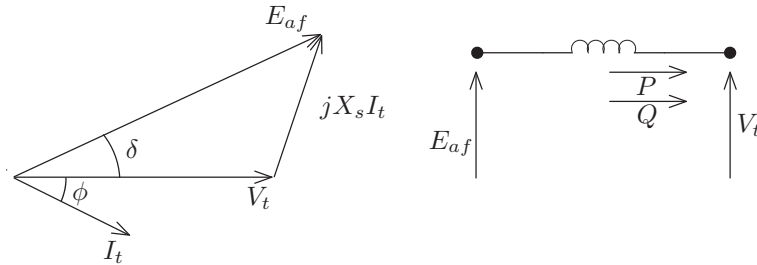
**Figura 2.19:** Modelo clássico para MS de polos lisos ligada a um sistema de barra infinita.  
Adaptado de Monticelli e Garcia (2000).

e injetadas no sistema; potências negativas correspondem a potências consumidas pela MS. No caso da MS funcionando como GS, tem-se  $P$  positivo, no caso de motor síncrono, tem-se  $P$  negativo; e no caso do compensador síncrono, tem-se  $P$  nulo. Nos três casos, ou seja, gerador, motor e compensador, a potência reativa pode ser tanto positiva como negativa.

Os diagramas fasoriais da MS funcionando como GS são vistos a seguir. Detalhes sobre os outros modos de funcionamento, motor e compensador, podem ser encontrados em Monticelli e Garcia (2000).

### Máquina sobre-excitada

A Figura 2.20 descreve o diagrama fasorial correspondente à situação representada na Figura 2.19 para o caso em que a força eletromotriz  $E_{af}$  está adiantada em relação à tensão terminal  $V_t$ , ou seja, a máquina funciona como gerador, e a corrente  $I_t$ , por fase, está atrasada em relação à tensão terminal, ou seja, a máquina está fornecendo reativos ao sistema. O fato de  $P$  e  $Q$  serem positivos está ilustrado também na Figura 2.20 por meio das setas associadas a essas duas variáveis (que têm o mesmo sentido que o fluxo convencional positivo dado na Figura 2.19).



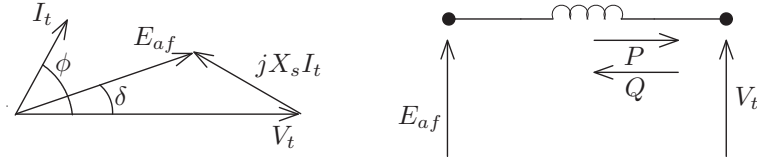
**Figura 2.20:** Diagrama fasorial da máquina sobre-excitada. Adaptado de Monticelli e Garcia (2000).

Nota-se que neste caso a projeção de  $E_{af}$  sobre  $V_t$  tem magnitude maior que a própria magnitude de  $V_t$ ; isto exige uma corrente de excitação maior que um certo valor mínimo e daí diz-se que a máquina está *sobre-excitada*, correspondendo ao lado direito do diagrama de capacidade, descrito na Figura 2.18.

### Máquina subexcitada

A Figura 2.21 descreve o diagrama fasorial correspondente à situação representada na Figura 2.19 para o caso em que a força eletromotriz  $E_{af}$  está adiantada em relação à tensão terminal  $V_t$  (gerador) e a corrente  $I_t$  está adiantada em relação à tensão terminal, ou seja, a máquina está absorvendo reativos do sistema. O fato de  $P$  ser positivo e  $Q$  ser negativo está ilustrado também na Figura 2.21 por meio das setas associadas a essas duas variáveis; a seta

correspondente a  $P$  tem o mesmo sentido que o fluxo convencional positivo dado na Figura 2.19, enquanto a seta correspondente à potência reativa  $Q$  tem sentido oposto.



**Figura 2.21:** Diagrama fasorial da máquina subexcitada.  
Adaptado de Monticelli e Garcia (2000).

Nota-se que neste caso a projeção de  $E_{af}$  sobre  $V_t$  tem magnitude menor que a magnitude de  $V_t$ ; isto exige uma corrente de excitação menor que um certo valor máximo e daí diz-se que a máquina está *subexcitada*, correspondendo ao lado esquerdo do diagrama de capacidade, descrito na Figura 2.18. A capacidade da máquina manter-se em sincronismo com a rede sob estas condições é enfraquecida dada que a corrente de excitação é pequena.

Portanto, a capacidade de produzir ou absorver reativos é controlada pelo nível de excitação. Aumentando-se a excitação, aumentam-se os reativos produzidos. Reduzindo-se a excitação, diminuem-se os reativos produzidos e a máquina passará a absorver reativo do sistema. Por convenção, os reativos supridos (sobre-excitado) pela máquina recebem sinal positivo, ao passo que os reativos absorvidos (subexcitado) recebem sinal negativo.

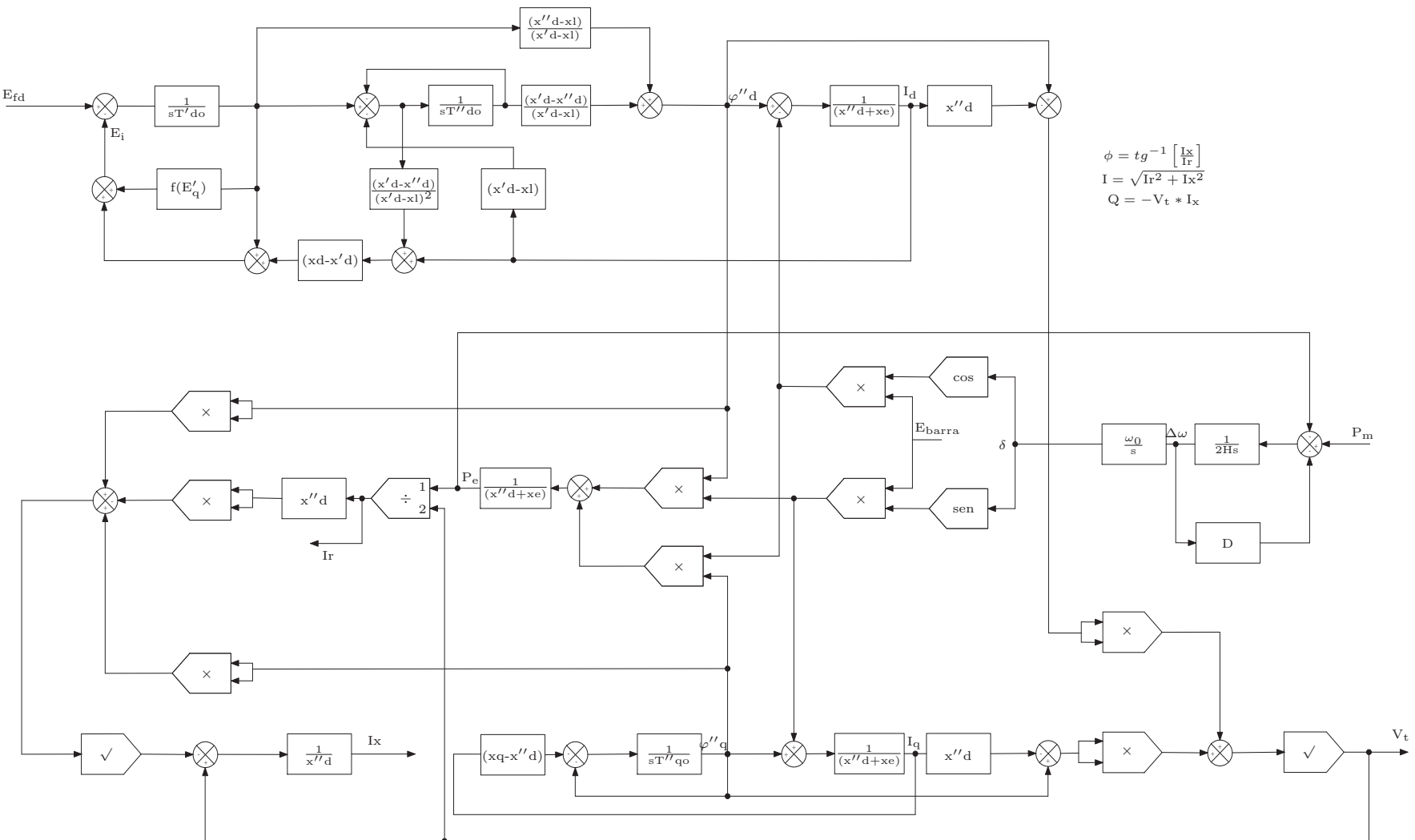
## 2.5 Comparação de resultados dos modelos

Para efeitos de verificação se o modelo, usado nas simulações desenvolvidas para este trabalho, poderia ser usado para o projeto do controlador preditivo, alguns procedimentos foram adotados e seguidos. Foram utilizados para comparação como referência, os resultados do modelo proveniente do Sistema de Edição de Configuração (SEC), salvando as entradas e saídas do bloco *máquina síncrona* do ambiente SEC durante a entrada em operação da máquina.

Para uso nas simulações, adotou-se a implementação do diagrama de blocos de representação da máquina síncrona, conforme Modelo IV de Young (ver Figura 2.22), o qual foi copiado para o ambiente Simulink® do MATLAB®.

Segundo Zeni Jr (1987), o Modelo IV é capaz de representar com grande fidelidade os fenômenos da máquina síncrona em regime transitório. Há outros modelos mais capazes de representar com mais exatidão a realidade, porém, há restrições de desempenho no projeto e constata-se que o modelo está bem representado topologicamente.

Para comparação de resultados, a partir do código fonte em C++, o modelo implementado no SEC foi traduzido para *funções* do ambiente do MATLAB®, de modo que os



**Figura 2.22:** Diagrama de blocos da máquina síncrona. Modelo IV de Young. Adaptada de Zeni Jr (1987).



experimentos fossem executados sem a necessidade de utilização direta do Simulink<sup>®</sup>. O Modelo IV contém algumas simplificações, são elas (Zeni Jr, 1987):

- o sistema trifásico é balanceado, anulando a corrente de sequência nula;
- as variações de velocidade são pequenas o suficiente para igualar os torques mecânico e elétrico às potências desenvolvidas pelos mesmos;
- a saturação é considerada somente no eixo direto;
- desconsidera-se o efeito da temperatura sobre a permeabilidade magnética e sobre a condutividade elétrica dos condutores;
- desconsidera-se a histerese e o magnetismo remanente;
- as equações fasoriais consideram apenas a componente fundamental;
- desconsidera-se saliência subtransitória ( $X_d'' = X_q''$ ).

Seguindo o modelo do bloco no SEC, as mesmas entradas, saídas e parâmetros foram disponibilizados nos modelos desenvolvidos. As variáveis utilizadas podem ser classificadas conforme as seguintes classes de dados:

- Entradas

$E_{fd}$ : tensão de excitação de campo, pu;

$P_m$ : potência mecânica na turbina, pu;

$X_e$ : reatância externa, pu;

$E_{barra}$ : tensão da barra infinita, pu.

- Saídas

$V_t$ : tensão terminal da máquina, pu;

$\Delta\omega$ : desvio de velocidade, pu;

$I_r$ : corrente ativa, pu;

$I_x$ : corrente reativa, pu;

$P_e$ : potência ativa, pu;

- Parâmetros

$X_d$ : reatância síncrona no eixo direto, pu;

$X_d'$ : reatância transitória no eixo direto, pu;

$X_d''$ : reatância subtransitória no eixo direto, pu;

- $X_q$ : reatância síncrona no eixo de quadratura, pu;  
 $X_l$ : reatância de dispersão, pu;  
 $\omega_0$ : frequência nominal de operação, Hz;  
 $T'_{do}$ : constante de tempo transitória no eixo direto, s;  
 $T''_{do}$ : constante de tempo subtransitória no eixo direto, s;  
 $T''_{q0}$ : constante de tempo subtransitória no eixo de quadratura, s;  
 $A_g$ : constante de saturação da máquina;  
 $B_g$ : constante de saturação da máquina;  
 $D$ : fator de autorregulação da turbina;  
 $2H$ : inércia da máquina.

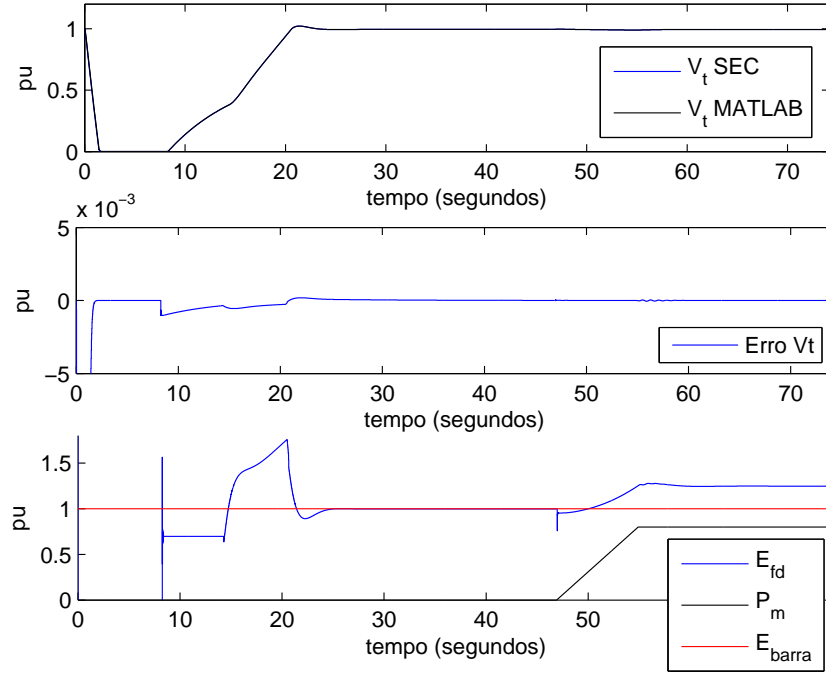
Os valores dos parâmetros utilizados nas simulações são:

$$\begin{aligned}
 X_d &= 0.87 \\
 X'_d &= 0.31 \\
 X''_d &= 0.25 \\
 X_q &= 0.647 \\
 X_l &= 0.12 \\
 A_g &= 0.01437 \\
 B_g &= 7.93509 \\
 D &= 0.05 \\
 \omega_0 &= 0 \\
 M = 2H &= 7.7 \\
 T'_{d0} &= 4.17 \\
 T''_{d0} &= 0.05 \\
 T''_{q0} &= 0.1
 \end{aligned}$$

O ensaio realizado compreendeu uma manobra de excitação da máquina e conexão à rede e os resultados estão apresentados para cada variável de saída. No modelo do SEC, enquanto o campo não está excitado, a tensão de excitação é negativa, enquanto que, no modelo do MATLAB<sup>®</sup>, esta tensão é considerada nula. Os valores de  $E_{fd}$  na condição de pré-excitação foram anulados para poder testar a validade do modelo do MATLAB<sup>®</sup>.

No início, devido à falta de conhecimento de como configurar o SEC, a condição inicial de algumas das variáveis não pôde ser alterada, o que refletiu em um erro de condição inicial devido a esta diferença entre o modelo do SEC e o modelo do MATLAB<sup>®</sup>. Porém, nas variáveis onde isso acontece, o erro inicial pode ser desconsiderado, sem muita complicação para a validação do modelo, conforme é comentado nas simulações. Os resultados das simulações são mostrados a seguir com os respectivos erros relativos a cada variável.

1. Tensão terminal ( $V_t$ ): Há um erro de condição inicial de diferença entre o modelo do SEC, que considera  $V_t(0) = 1$  pu e no MATLAB<sup>®</sup>, em que se considera  $V_t(0) = 0$  pu. A Figura 2.23 fornece a comparação da tensão terminal ( $V_t$ ) entre os modelos.



**Figura 2.23:** Comparação da tensão terminal ( $V_t$ ).

2. Desvio de ângulo ( $\Delta\omega$ ): A Figura 2.24 fornece a comparação do desvio de ângulo ( $\Delta\omega$ ) entre os modelos.
3. Corrente ativa ( $I_r$ ): Há um erro de condição inicial de diferença entre o modelo do SEC, que considera  $I_r(0) = 1$  pu e no MATLAB<sup>®</sup>, em que se considera  $I_r(0) = 0$  pu. A Figura 2.25 fornece a comparação da corrente ativa ( $I_r$ ) entre os modelos.
4. Corrente reativa ( $I_x$ ): Há um erro de condição inicial de diferença entre o modelo do SEC, que considera  $I_x(0) = 1$  pu e no MATLAB<sup>®</sup>, em que se considera  $I_x(0) = 0$  pu. A Figura 2.26 fornece a comparação da corrente reativa ( $I_x$ ) entre os modelos.
5. Potência ativa ( $P_e$ ): A Figura 2.27 fornece a comparação da da potência ativa ( $P_e$ ) entre os modelos.

Como pode ser visto nas figuras acima, os erros relativos entre as variáveis provenientes do SEC e do MATLAB<sup>®</sup> são pequenos, sendo que as linhas que representam as saídas das mesmas estão praticamente sobrepostas.

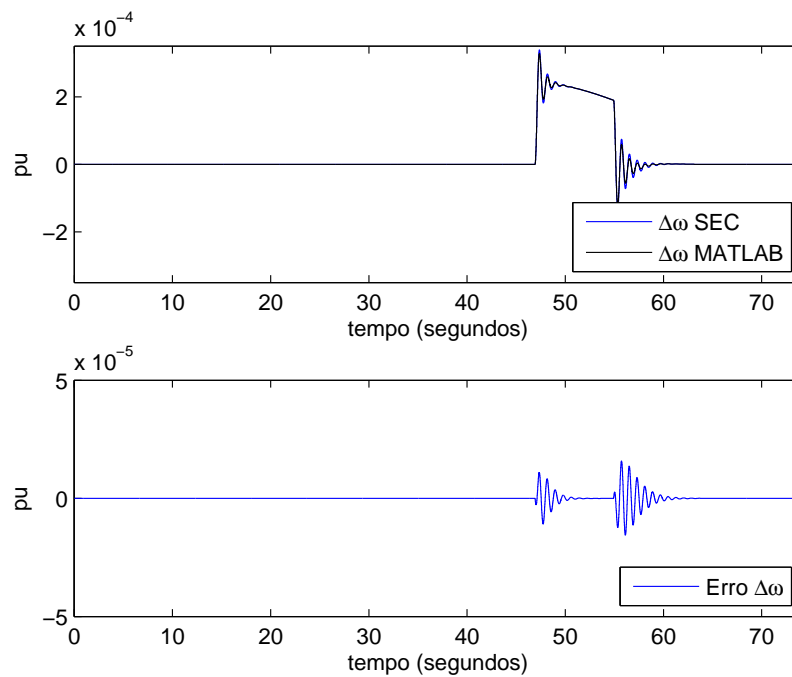


Figura 2.24: Comparação do desvio de ângulo ( $\Delta\omega$ ).

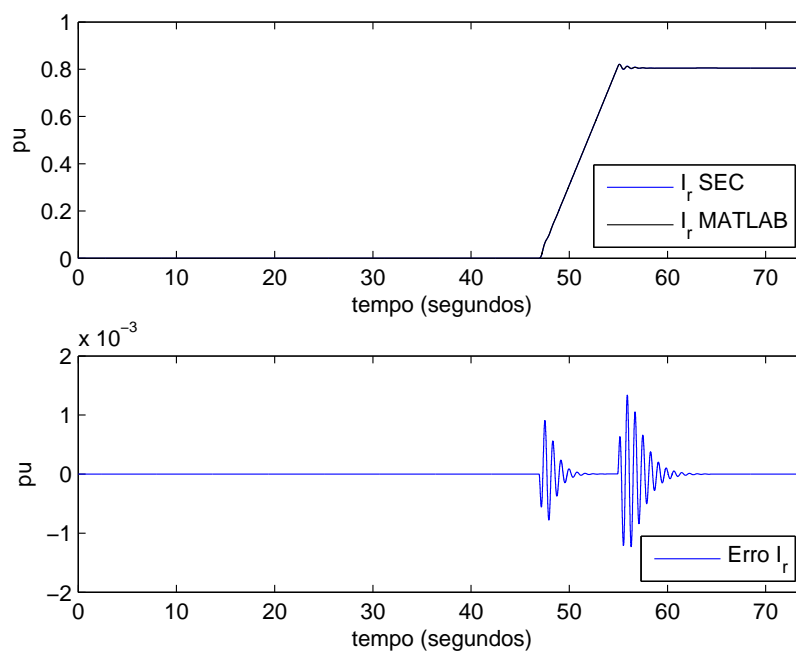


Figura 2.25: Comparação da corrente ativa ( $I_r$ ).

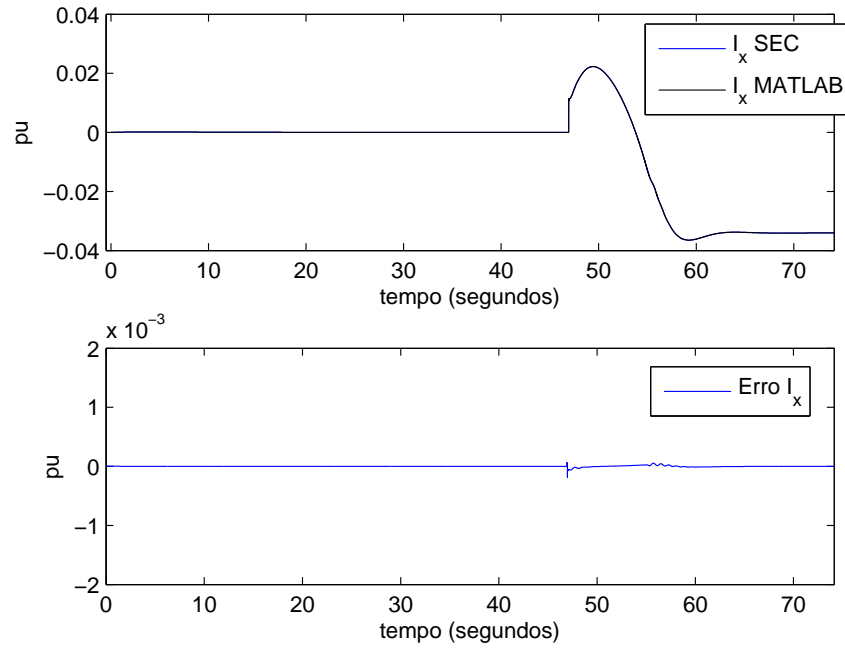


Figura 2.26: Comparação da corrente reativa ( $I_x$ ).

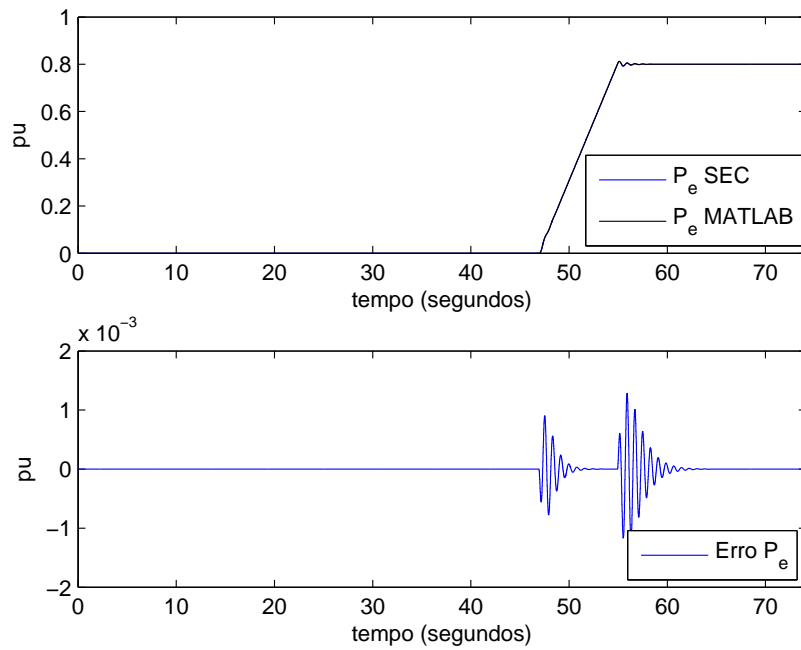


Figura 2.27: Comparação da potência ativa ( $P_e$ ).

## 2.6 Conclusões do capítulo

De um modo geral, o modelo deve representar, de forma mais fiel possível, o que ocorre fisicamente no processo, tendo seus graus de liberdade para os estudos a serem realizados, e ao mesmo tempo ser também o mais simples possível.

O modelo utilizado foi desenvolvido baseado no Modelo IV, que considera as dinâmicas subtransitórias e os efeitos de saturação na máquina, sob as simplificações citadas na seção anterior.

Com base nestes dados e analisando-se os resultados obtidos acima, vê-se que o modelo implementado em MATLAB<sup>®</sup> apresenta um comportamento bem semelhante ao modelo utilizado pelo SEC para a máquina síncrona, possibilitando o uso do mesmo para os estudos realizados neste trabalho.

## Capítulo 3

# Controle Preditivo Baseado em Modelo (*MBPC - Model-Based Predictive Control*)

Os controladores preditivos baseados em modelo - CPBM <sup>1</sup> (em inglês *MPC - Model Predictive Control*) têm se desenvolvido muito nos últimos anos, desde a sua origem ocorrida no final da década de setenta (Camacho e Bordons, 2004). MPC refere-se a uma classe de algoritmos que utiliza um modelo explícito do processo para prever a resposta futura da planta. Em cada intervalo de controle, o algoritmo MPC tenta otimizar o comportamento futuro da planta calculando uma sequência de valores futuros das variáveis manipuladas (Qin e Badgwell, 2003). Desenvolvido inicialmente para cumprir os requisitos especializados de refinarias de petróleo e geração de energia, a tecnologia MPC é encontrada em uma ampla variedade de áreas de aplicação, incluindo produtos químicos, processamento de alimentos, indústria automobilística e aeroespacial.

Os principais elementos dos controladores MPC são (Camacho e Bordons, 2004):

- uso explícito de um modelo para prever a saída do processo no instante de tempo futuro (horizonte);
- cálculo de uma sequência de controle minimizando uma função objetivo;
- horizonte deslizante (*receding strategy*), tal que em cada instante de tempo, o horizonte é deslocado adiante no futuro, e somente se aplica o primeiro sinal de controle da sequência calculada em cada passo.

---

<sup>1</sup>Com a finalidade de padronizar e simplificar o uso do termo no texto, será usado o acrônimo em inglês *MPC*.

Os controladores preditivos apresentam uma série de vantagens em relação aos outros métodos de controle, dentre as quais (Camacho e Bordons, 2004):

- são particularmente interessantes para operadores com um conhecimento limitado da teoria de controle, pois os conceitos são muito intuitivos e ao mesmo tempo, a sintonia é relativamente simples;
- podem ser usados para controlar uma grande variedade de processos, desde aqueles com dinâmica simples até os mais complexos, incluindo sistemas com grande atraso de tempo, sistemas de fase não-mínima e sistemas instáveis;
- o caso multivariável pode ser facilmente tratado de forma direta;
- a compensação de tempo morto, ou atraso, pode ser feita de modo intrínseco;
- o controle de pré-alimentação (*feed forward*) pode ser inserido de forma natural para compensar perturbações mensuráveis;
- a extensão para tratamento de restrições é conceitualmente simples, pois estas podem ser inseridas sistematicamente durante o projeto;
- se o sistema não tem restrições, o controlador resultante é uma lei de controle simples de ser implementada;
- é muito útil quando as referências futuras são conhecidas, como por exemplo em robótica e sistemas de bateladas;
- é baseado em uma metodologia totalmente aberta que permite extensões futuras.

### 3.1 Estratégia de Controle MPC

A metodologia de todos os controladores pertencentes à família MPC é caracterizada pela seguinte estratégia (ver Figura 3.1) (Camacho e Bordons, 2004; Normey-Rico e Camacho, 2007):

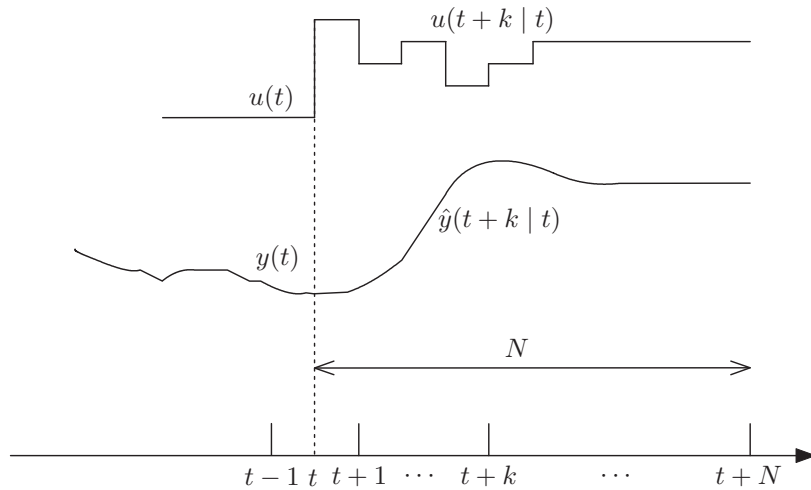
1. As saídas futuras para um horizonte definido  $N$ , chamado de horizonte de predição, são previstas em cada instante  $t$  usando o modelo do processo. Estas saídas previstas<sup>2</sup>  $\hat{y}(t+k | t)$  para  $k = 1 \dots N$  dependem dos valores conhecidos até o instante  $t$  (entradas e saídas passadas) e dos sinais de controle futuros  $u(t+k | t)$ , para  $k = 0 \dots N-1$ , que devem ser calculados.

---

<sup>2</sup>A notação indica o valor das variáveis no instante  $t+k$  calculado no instante de tempo  $t$ .



2. O conjunto de sinais de controle futuros é calculado por otimizar um critério de modo a manter a saída do processo próxima da trajetória de referência  $w(t+k)$  (que pode ser o *set-point* ou uma aproximação dele). Este critério geralmente toma a forma de uma função quadrática de erros entre o sinal de saída predito e a trajetória de referência. Na maioria dos casos, o esforço do controle também é considerado na função objetivo. Uma solução explícita pode ser obtida se o critério é quadrático, o modelo é linear e não existem restrições, caso contrário, um método iterativo de otimização tem que ser utilizado. Algumas informações sobre a estrutura da lei de controle futura são também feitas nestes casos, como aquela que será constante a partir de um dado instante.
3. O sinal de controle  $u(t | t)$  é enviado para o processo, enquanto o restante da sequência de controle calculada é desprezada, porque no próximo instante de amostragem  $y(t+1)$  já será conhecido e usado para o cálculo de  $u(t+1 | t+1)$  (que em princípio será diferente de  $u(t+1 | t)$  devido a nova informação disponível) (Clarke et al., 1987; Camacho e Bordons, 2004; Normey-Rico e Camacho, 2007).

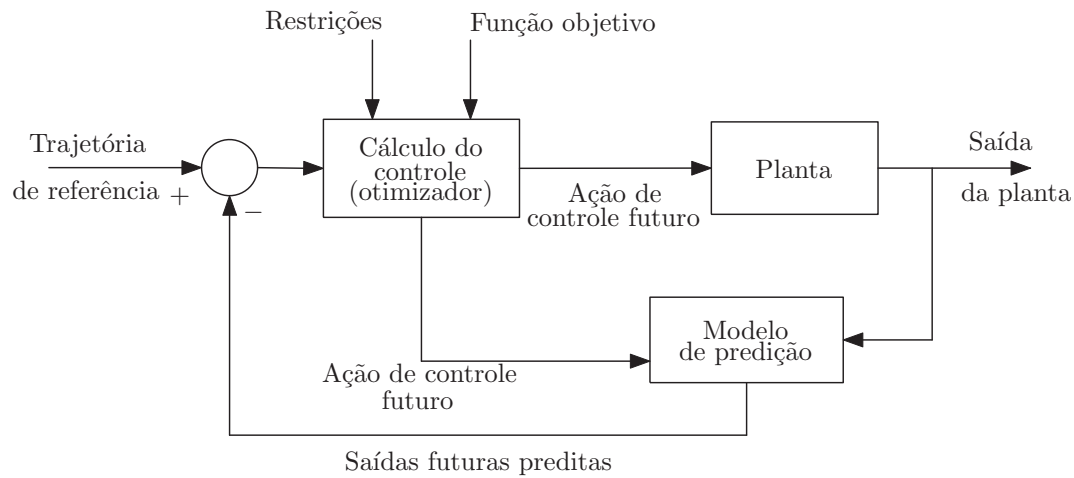


**Figura 3.1:** Estratégia de controle MPC.

A estrutura básica de como implementar esta estratégia é mostrada na Figura 3.2. Um modelo é usado para prever a saída futura da planta baseada nos valores passados e futuros. Estas ações são calculadas por um otimizador levando em conta uma função objetivo, onde o erro de seguimento de trajetória é considerado, assim como as restrições (Normey-Rico e Camacho, 2007).

## 3.2 Elementos do MPC

Todos os algoritmos da família MPC possuem elementos em comum. Esses elementos são (Camacho e Bordons, 2004):



**Figura 3.2:** Estrutura básica de controle MPC.

- modelo de predição;
- função objetivo e;
- uma metodologia para obtenção da lei de controle.

### 3.2.1 Modelo de Predição

O modelo de predições das saídas do processo desempenha um papel fundamental nos controladores MPC's. O modelo deve ser completo o suficiente para permitir capturar a dinâmica do processo e permitir que as predições sejam calculadas e, ao mesmo tempo ser intuitivo e permitir análise teórica (Camacho e Bordons, 2004). O modelo do processo é necessário para calcular a saída predita nos instantes futuros  $\hat{y}(t + k | t)$  (Normey-Rico e Camacho, 2007). O modelo pode ser separado em duas partes: o modelo do processo e o modelo de perturbações, ambas as partes sendo necessárias para a predição.

### 3.2.2 Modelo do Processo

Existem diversas formas de modelar o comportamento dinâmico de um processo. Pode-se obter um modelo fenomenológico específico, que representa diretamente o comportamento físico do sistema ou aproximar o comportamento da planta por um modelo genérico. Dentro o conjunto de modelos genéricos, os mais usados na prática são:

- Os modelos fenomenológicos são desenvolvidos aplicando-se os princípios básicos da Física e/ou da Química. O método consiste em dividir o sistema em subsistemas, cujas propriedades sejam bem compreendidas de experiências anteriores, usando “leis da

natureza”, isto é, relações de sistemas que correspondem a leis básicas da Física, como as Leis de Newton, de Kirchhoff e equações de balanço e, outras relações bem definidas que são baseadas em trabalhos experimentais anteriores (equações constitutivas). Tais subsistemas são agregados matematicamente e um modelo completo é obtido. Grande parte destes modelos são modelos não-lineares, tornando o problema de otimização bem mais complicado. Neste tipo de desenvolvimento teórico, há a necessidade de se conhecer certos parâmetros do processo, os quais usualmente devem ser avaliados a partir de experimentos feitos no processo ou então obtidos de dados operacionais do processo.

Na modelagem fenomenológica modela-se normalmente o processo propriamente dito. No entanto, é mais difícil obter os modelos das perturbações, que são igualmente importantes. Esses modelos frequentemente têm que ser obtidos a partir de experimentos, pois os modelos para perturbações, na maioria dos casos, não podem ser obtidos a partir de princípios básicos (Garcia, 2005).

- Resposta ao impulso. Também conhecido como sequência ponderada ou convolução, este método aparece no MAC (do inglês *Model Algorithmic Control*) e como um caso especial em GPC (do inglês *Generalized Predictive Control*) e EPSAC (do inglês *Extended Prediction Self-Adaptive Control*) (Camacho e Bordons, 2004). A saída  $y$  é relacionada com a entrada  $u$  pela equação

$$y(t) = \sum_{i=1}^{\infty} h_i u(t-i)$$

onde  $h_i$  é a saída amostrada quando o processo é excitado por um impulso unitário. Esta soma é truncada e apenas  $N$  valores são considerados, tendo

$$y(t) = \sum_{i=1}^N h_i u(t-i) = H(z^{-1})u(t) \quad (3.1)$$

onde  $H(z^{-1}) = h_1 z^{-1} + h_2 z^{-2} + \dots + h_N z^{-N}$ , onde  $z^{-1}$  é o operador de atraso. O inconveniente deste método é que apenas processos estáveis podem ser representados, e que precisa-se de um grande número de parâmetros, pois  $N$  é usualmente um valor alto (da ordem de 40 ou 50). A predição será dada por:

$$\hat{y}(t+k | t) = \sum_{i=1}^N h_i u(t+k-i | t) = H(z^{-1})u(t+k | t). \quad (3.2)$$

Este método é largamente aceito na prática industrial por ser um método muito intuitivo e reflete claramente a influência de cada variável manipulada na determinação da saída. Uma grande vantagem deste método é que num processo de identificação, nenhuma

informação a priori é necessária sobre o processo. Outra vantagem é que permite tratar sistemas complexos como sistemas de fase não-mínima ou sistemas com atraso e pode ser aplicado a plantas multivariáveis (Camacho e Bordons, 2004).

- Resposta ao degrau. Este modelo considera a relação entre a entrada  $u$  e a saída  $y$  de um sistema estável usando uma resposta truncada, dada por

$$y(t) = y_0 + \sum_{i=1}^N g_i \Delta u(t-i) = y_0 + G(z^{-1})(1 - z^{-1})u(t) \quad (3.3)$$

onde  $g_i$  são os valores da saída amostrada para a entrada a degrau e  $\Delta u(t) = u(t) - u(t-1)$  (Normey-Rico e Camacho, 2007). Este modelo é usado pelo DMC (do inglês *Dynamic Matrix Control*). Considerando sem perda de generalidade que  $y_0 = 0$ , as predições serão:

$$\hat{y}(t+k | t) = \sum_{i=1}^N g_i \Delta u(t+k-i | t).$$

Este método tem as mesmas vantagens e desvantagens do método de anterior.

- Função de transferência. O modelo é dado pela função de transferência discreta  $G = \frac{N_g}{D_g}$  tal que

$$D_g(z^{-1})y(t) = N_g(z^{-1})u(t)$$

com  $N_g$  e  $D_g$  polinômios em  $z^{-1}$  (Normey-Rico e Camacho, 2007). A partir de agora é considerado que o processo não pode ter uma resposta instantânea, assim o modelo pode ser reescrito como

$$A(z^{-1})y(t) = B(z^{-1})u(t-1)$$

onde

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_{na} z^{-na} \quad (3.4)$$

$$B(z^{-1}) = b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_{nb} z^{-nb}. \quad (3.5)$$

Esta consideração é razoável na prática porque, em geral, existe um atraso de tempo de uma amostra entre a aplicação da ação de controle e a medição de seu efeito na saída da planta. Assim, a predição é dada por

$$\hat{y}(t+k | t) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} u(t+k-1 | t), \quad k = 1, 2, \dots, N.$$

Esta representação é válida para processos estáveis e instáveis e tem a vantagem que necessita apenas de poucos parâmetros, embora seja necessário um conhecimento a priori

do processo no caso da identificação do modelo, especialmente a ordem dos polinômios  $A$  e  $B$ .

- Espaço de estados. O modelo tem a seguinte representação (Camacho e Bordons, 2004):

$$\begin{aligned}\mathbf{x}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t-1) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t-1) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(t)\end{aligned}$$

onde  $\mathbf{x}$  é o vetor de estado e  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{B}$  e  $\mathbf{C}$  são matrizes do sistema,  $\mathbf{u}$  é a entrada e  $\mathbf{y}$  é saída. A predição para este modelo é dada por (Aström e Wittenmark, 1984)

$$\hat{\mathbf{y}}(t+k | t) = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(t+k | t) = \mathbf{C}[\mathbf{A}^k \mathbf{x}(t) + \sum_{i=1}^k \mathbf{A}^{i-1} \mathbf{B}\mathbf{u}(t+k-i | t)].$$

Ele tem a vantagem que pode ser usado para processos multivariáveis de uma maneira simples. Os cálculos podem ser simplificados com a necessidade adicional de incluir um observador se o estado não está disponível (Camacho e Bordons, 2004).

- Modelos não-lineares. Outros modelos podem ser obtidos por meio de outros métodos. O modelo linear no espaço de estados pode ser estendido de modo a incluir não-linearidades dinâmicas, podendo ser representado pelo seguinte sistema

$$\begin{aligned}\mathbf{x}(t+1) &= \mathbf{f}(x(t), u(t)) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{g}(x(t))\end{aligned}$$

onde  $\mathbf{x}(t)$  é o vetor de espaço e  $\mathbf{f}$  e  $\mathbf{g}$  são funções lineares genéricas. Existem ainda outros modelos, como por exemplo os modelos de Volterra e modelos de Hammerstein. Os modelos de redes locais constituem uma boa ferramenta para trabalhar com sistemas não-lineares, utilizando-se de um conjunto de modelos linearizados que são usados para representar o modelo não-linear próximo a pontos de operação. Modelos de redes neurais também são empregados em muitas aplicações de controle preditivo, na qual uma rede neural artificial é utilizada para capturar as características não-lineares do processo e aproximar de uma função não-linear com um certo grau de precisão. Mais informações com sugestões de bibliografia sobre estas técnicas podem ser encontradas em Camacho e Bordons (2004).

### 3.2.3 Modelo das Perturbações

A escolha do modelo usado para representar as perturbações é tão importante quanto a escolha do modelo do processo (Camacho e Bordons, 2004). Diversos modelos podem ser usados para descrever as perturbações, isto é, a diferença entre a saída medida e a calculada

pelo modelo do processo (Normey-Rico e Camacho, 2007). Quando perturbações não determinísticas são consideradas, como trocas randômicas ocorrendo em instantes randômicos, o modelo autoregressivo integrado de média móvel (*Auto-Regressive and Integrative Moving Average - ARIMA*) é amplamente utilizado. Este modelo é dado por

$$n(t) = \frac{C(z^{-1})e(t)}{D(z^{-1})(1 - z^{-1})}$$

onde  $e(t)$  é um ruído branco de média zero e os polinômios  $C$  e  $D$  são usados para descrever a característica estocástica de  $n(t)$ .

### 3.2.4 Resposta Livre e Forçada

Uma característica da maioria dos MPC's lineares é o uso do conceito de resposta livre e resposta forçada (Camacho e Bordons, 2004). A idéia é expressar a sequência de controle como a adição dos dois sinais a seguir

$$u(t) = u_f(t) + u_c(t).$$

O sinal  $u_f(t)$  corresponde as entradas passadas e é mantido constante e igual ao último valor da variável manipulada nos instantes de tempo futuro. Isto é

$$\begin{aligned} u_f(t - j) &= u(t - j), \text{ para } j = 1, 2, \dots \\ u_f(t + j) &= u(t - 1), \text{ para } j = 0, 1, 2, \dots \end{aligned}$$

O sinal  $u_c(t)$  é feito igual a zero no passado e igual aos incrementos de controle futuro, isto é

$$\begin{aligned} u_c(t - j) &= 0, \text{ para } j = 1, 2, \dots \\ u_c(t + j) &= u(t + j) - u(t - 1), \text{ para } j = 0, 1, 2, \dots \end{aligned}$$

A predição da sequência de saída é dividida em duas partes: uma delas ( $y_f(t)$ ), a resposta *livre*, corresponde à predição de saída quando as variáveis manipuladas do processo são iguais a  $u_f(t)$  e a outra, a resposta *forçada* ( $y_c(t)$ ), corresponde à predição da saída do processo quando a sequência de controle é igual a  $u_c(t)$ . A resposta *livre* corresponde à evolução do processo devido aos controles passados, enquanto a resposta *forçada* é devido ao controle futuro.

### 3.3 Função Objetivo

Os vários algoritmos MPC propõem diferentes funções objetivo para a lei de controle (Camacho e Bordons, 2004). O principal objetivo é que a saída futura  $y(t)$  no horizonte considerado deve seguir um determinado sinal de referência ( $w$ ) e, ao mesmo tempo, penalizar o esforço de controle  $\Delta u$  necessário para fazer com que esta variação de saída seja conseguida. A expressão geral para tal função objetivo será:

$$J(N_1, N_2, N_u) = \sum_{j=N_1}^{N_2} \delta(j) [\hat{y}(t+j | t) - w(t+j)]^2 + \sum_{j=1}^{N_u} \lambda(j) [\Delta u(t+j-1)]^2 \quad (3.6)$$

Em alguns métodos o segundo termo, o qual considera o esforço do controle, não é levado em conta, enquanto que em outros, os valores do sinal de controle e não dos incrementos é usado. Nesta função objetivo, temos:

- **Parâmetros:**  $N_1$  e  $N_2$  são os horizontes de predição mínimo e máximo respectivamente e  $N_u$  é o horizonte de controle. Para plantas simples um valor de  $N_u$  igual a 1 fornece geralmente controle aceitável. Um aumento de  $N_u$  torna o controle e a resposta de saída correspondente mais ativa, até um estágio onde o acréscimo de  $N_u$  faz pouca diferença (Clarke et al., 1987). Se o processo contém um atraso de tempo  $d$  conhecido, não existe nenhum motivo para  $N_1$  ser menor que  $d$  pois a saída não começará a ser afetada pela primeira ação de controle antes do instante  $t + d$ . Para processos de fase não-mínima, este parâmetro permitirá que os primeiros instantes da resposta inversa sejam eliminados da função objetivo. Os coeficientes  $\delta(j)$  e  $\lambda(j)$  são sequências que penalizam o comportamento futuro de saída e controle, usualmente valores constantes ou sequências exponenciais são consideradas (Normey-Rico e Camacho, 2007; Camacho e Bordons, 2004).
- **Trajetória de Referência:** Uma das grandes vantagens do controle preditivo é que se a evolução da referência futura é conhecida, o sistema pode reagir antes que a mudança tenha sido efetivamente feita, evitando assim, atrasos na resposta do processo (Camacho e Bordons, 2004). A evolução de referência futura  $r(t+k)$  é conhecida em vários processos, como robótica e processos de bateladas, sendo possível obter uma notável melhoria no desempenho mesmo em processos onde a referência é do tipo degrau. Na minimização da Equação (3.6), a maioria dos métodos usualmente usam uma referência de trajetória  $w(t+k)$ , que não necessariamente coincide com a referência real, mas pode incluir um filtro de referência.

### 3.4 Obtenção da Lei de Controle

De modo a obter valores  $u(t + k | t)$  é necessário minimizar o funcional  $J$  da Equação (3.6). Para fazer isto, o valor das saídas preditas  $\hat{y}(t + k | t)$  são calculadas como uma função dos valores de entradas e saídas e o sinal de controle futuro, fazendo uso do modelo escolhido e substituído na função custo, obtendo uma expressão cujo valor avança para os valores procurados. Se o sistema é linear e não contém restrições uma solução analítica pode ser usada, caso contrário é necessário um método de otimização. No caso linear com restrições, um método de programação quadrática tem que ser usado. Qualquer que seja o método, a resolução não é fácil, pois existe um elevado número de variáveis independentes. Para reduzir o tamanho do problema, o parâmetro  $N_u$  pode ser usado. Se  $N_u$  for pequeno, o problema de otimização é simplificado.

### 3.5 Controle Preditivo Generalizado

O Controle Preditivo Generalizado (GPC), é um dos mais populares algoritmos de controle preditivo. O algoritmo GPC consiste em aplicar uma lei de controle que minimiza a função dada em (3.6).

As predições são calculadas para o caso monovariável com o modelo CARIMA<sup>3</sup>

$$A(z^{-1})y(t) = z^{-d}B(z^{-1})u(t-1) + \frac{C(z^{-1})e(t)}{\Delta}, \quad (3.7)$$

onde  $u(t)$  é o controle,  $y(t)$  é a saída da planta,  $e(t)$  é o ruído branco e  $d$  é o atraso. Os termos  $A(z^{-1})$ ,  $B(z^{-1})$ ,  $C(z^{-1})$  e  $\Delta$  são polinômios em função do operador atraso  $z^{-1}$ , representados por:

$$\begin{aligned} A(z^{-1}) &= 1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \dots + a_{na}z^{-na}, \\ B(z^{-1}) &= b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + \dots + b_{nb}z^{-nb}, \\ C(z^{-1}) &= 1 + c_1z^{-1} + c_2z^{-2} + \dots + c_{nc}z^{-nc}, \\ \Delta &= 1 - z^{-1}. \end{aligned}$$

O polinômio  $C(z^{-1})$  representa a característica estocástica do ruído e por ser difícil de estimar na prática, é comum escolher  $C(z^{-1}) = 1$ , para ter um algoritmo básico de GPC.

Uma predição ótima pode ser conseguida por meio do uso da Equação Diofantina

$$C(z^{-1}) = E_j z^{-1} \Delta A(z^{-1}) + z^{-j} F_j(z^{-1}) \quad (3.8)$$

---

<sup>3</sup>Controlled Autoregressive Integrated Moving Average.



Usando esta equação e o modelo da planta (3.7), a saída futura da planta pode ser expressa por:

$$y(t+j) = \frac{F_j(z^{-1})}{C(z^{-1})}y(t) + \frac{E_j(z^{-1})B(z^{-1})}{C(z^{-1})}\Delta u(t+j-d-1) + E_j(z^{-1})e(t+j) \quad (3.9)$$

O termo  $E_j(z^{-1})e(t+j)$  contido na Equação (3.9) contém o ruído branco no futuro, pois o grau de  $E_j(z^{-1}) = (j-1)$ . Se considerar  $C(z^{-1}) = 1$  e que a melhor estimativa deste ruído é zero, a predição ótima é dada por (Camacho e Bordons, 2004):

$$\hat{y}(t+j | t) = F_j(z^{-1})y(t) + E_j(z^{-1})B(z^{-1})\Delta u(t+j-d-1). \quad (3.10)$$

A melhor predição para  $y(t+j)$  pode ser formulada como sendo

$$\hat{y}(t+j | t) = G_j(z^{-1})\Delta u(t+j-d-1) + F_j(z^{-1})y(t)$$

com  $G_j(z^{-1}) = E_j(z^{-1})B(z^{-1})$ , sendo que os polinômios  $E_j$  e  $F_j$  podem ser obtidos recursivamente (Clarke et al., 1987), ou dividindo 1 por  $\Delta A(z^{-1})$ .

A equação acima resulta em uma combinação linear das saídas anteriores do processo e dos controles passados e futuros. Separando-se as ações de controle passadas das futuras, pode-se chegar a um conjunto de  $j$  predições futuras ótimas para um horizonte  $N$  dado por

$$\begin{aligned} \hat{y}(t+d+1 | t) &= G_{d+1}\Delta u(t) + F_{d+1}y(t) \\ \hat{y}(t+d+2 | t) &= G_{d+2}\Delta u(t+1) + F_{d+2}y(t) \\ &\vdots \\ \hat{y}(t+d+N | t) &= G_{d+N}\Delta u(t+N-1) + F_{d+N}y(t) \end{aligned}$$

que pode ser reescrita na forma vetorial como

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{F}(z^{-1})y(t) + \mathbf{G}'(z^{-1})\Delta u(t-1) \quad (3.11)$$

com

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} \hat{y}(t+d+1 | t) \\ \hat{y}(t+d+2 | t) \\ \vdots \\ \hat{y}(t+d+N | t) \end{bmatrix} \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} \Delta u(t) \\ \Delta u(t+1) \\ \vdots \\ \Delta u(t+N-1) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{G}(z^{-1}) = \begin{bmatrix} g_0 & 0 & \cdots & 0 \\ g_1 & g_0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{N-1} & g_{N-2} & \cdots & g_0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{F}(z^{-1}) = \begin{bmatrix} F_{d+1}(z^{-1}) \\ F_{d+1}(z^{-1}) \\ \vdots \\ F_{d+N}(z^{-1}) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{G}'(z^{-1}) = \begin{bmatrix} (G_{d+1}(z^{-1}) - g_0)z \\ (G_{d+2}(z^{-1}) - g_0 - g_1 z^{-1})z^2 \\ \vdots \\ (G_{d+N}(z^{-1}) - g_0 - g_1 z^{-1} - \cdots - g_{N-1} z^{-(N-1)})z^N \end{bmatrix}$$

Observa-se, que os dois últimos termos da Equação 3.11 dependem somente de medidas passadas e podem ser agrupadas em  $\mathbf{f}$ . Portanto, a predição pode ser escrita como:

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{f} \quad (3.12)$$

onde  $\mathbf{f}$  é a resposta livre do sistema. Note que, se todas as condições iniciais forem zero, a resposta livre  $\mathbf{f}$  também é zero.

Se um degrau unitário é aplicado para a entrada no instante de tempo  $t$ , isto é,

$$\Delta u(t) = 1, \Delta u(t+1) = 0, \dots, \Delta u(t+N-1) = 0$$

a sequência esperada na saída  $[\hat{y}(t+1), \hat{y}(t+2), \dots, \hat{y}(t+N)]^T$  é igual a primeira coluna da matriz  $\mathbf{G}$ . Isto significa que a primeira coluna da matriz  $\mathbf{G}$  pode ser calculada como a resposta da planta quando um degrau unitário é aplicado na variável manipulada (Camacho e Bordons, 2004). A matriz  $\mathbf{G}$  também é chamada de *matriz dinâmica* de resposta ao degrau da planta.

Utilizando-se a forma de expressar as predições com a Equação 3.12, pode-ser também reescrever a Equação 3.6 em uma forma mais compacta como

$$J = (\mathbf{y} - \mathbf{w})^T \mathbf{Q}_\delta (\mathbf{y} - \mathbf{w}) + \mathbf{u}^T \mathbf{R}_\lambda \mathbf{u} \quad (3.13)$$

ou

$$J = (\mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{f} - \mathbf{w})^T \mathbf{Q}_\delta (\mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{f} - \mathbf{w}) + \mathbf{u}^T \mathbf{R}_\lambda \mathbf{u} \quad (3.14)$$

onde  $\mathbf{Q}_\delta$  é uma matriz diagonal contendo as ponderações sobre o seguimento de trajetória de referência ao longo do horizonte de predição,  $\mathbf{w}$  é a sequência do sinal de trajetória de referência futura desejada, dado por  $\mathbf{w} = [w(t+d+1) \ w(t+d+2) \ \dots \ w(t+d+N)]^T$  e  $\mathbf{R}_\lambda$  é uma matriz diagonal contendo as ponderações sobre o esforço de controle.

A Equação (3.14) pode ser ainda manipulada, assumindo a forma

$$J(\mathbf{u}) = \frac{1}{2} \mathbf{u}^T \mathbf{H} \mathbf{u} + \mathbf{b} \mathbf{u} + f_0 \quad (3.15)$$

onde

$$\begin{aligned} \mathbf{H} &= 2(\mathbf{G}^T \mathbf{Q}_\delta \mathbf{G} + \mathbf{R}_\lambda) \\ \mathbf{b}^T &= 2(\mathbf{f} - \mathbf{w})^T \mathbf{G} \mathbf{Q}_\delta \\ f_0 &= (\mathbf{f} - \mathbf{w})^T (\mathbf{f} - \mathbf{w}) \end{aligned}$$

O valor mínimo de  $J$  na (3.15), assumindo que não existe restrições nos sinais de controle, pode ser encontrado igualando o gradiente de  $J$  a zero, resultando na sequência de controle ótima

$$\mathbf{u} = -\mathbf{H}^{-1} \mathbf{b} = (\mathbf{G}^T \mathbf{Q}_\delta \mathbf{G} + \mathbf{R}_\lambda)^{-1} \mathbf{G}^T \mathbf{Q}_\delta (\mathbf{w} - \mathbf{f}). \quad (3.16)$$

Devido a estratégia de controle deslizante, o controle aplicado ao processo refere-se somente ao primeiro elemento do vetor  $\mathbf{u}$ , isto é:

$$\Delta u(t) = \mathbf{k}(\mathbf{w} - \mathbf{f}) \quad (3.17)$$

em que  $\mathbf{k}$  é a primeira linha da matriz  $(\mathbf{G}^T \mathbf{Q}_\delta \mathbf{G} + \mathbf{R}_\lambda)^{-1} \mathbf{G}^T \mathbf{Q}_\delta$ . No próximo período de amostragem, o processo de cálculo deve ser repetido considerando as novas medições da saída do processo (Camacho e Bordons, 2004).

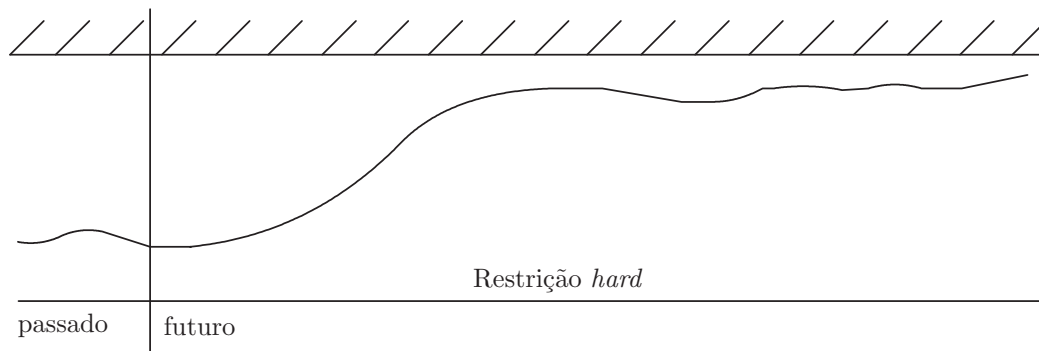
## 3.6 MPC com Restrições

Uma das principais vantagens do MPC é a sua habilidade de admitir cálculo sistemático de restrições, sendo estas facilmente incorporadas na otimização da Equação (3.6), com a expectativa de manter alguma extensão de margem de estabilidade e desempenho da lei de controle sem restrições (Rossiter, 2004).

Na prática, todos os processos estão sujeitos a restrições, geralmente originadas a partir de requisitos básicos no processo. Os atuadores têm um campo limitado de ação e uma determinada taxa de variação (*slew rate*), as condições operacionais impõem faixas de variação para uma variável do processo, o sinal de controle não pode exceder limites máximos ou mínimos, os sinais de saída devem ser limitados por motivos de segurança, entre outras. Violar os limites das restrições impostas às variáveis de controle pode ser custoso e perigoso, além de danificar equipamentos e causar perda na produção (Camacho e Bordons, 2004).

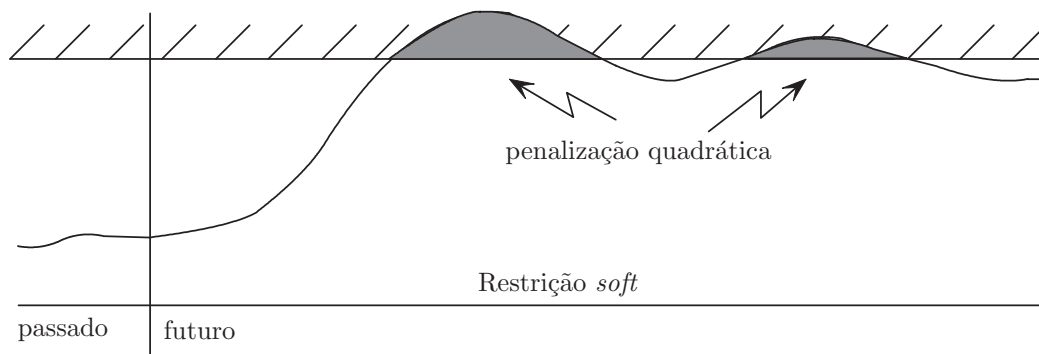
Restrições como estas citadas acima, podem ser incluídas em três tipos de restrições comumente utilizados na tecnologia MPC industrial: duras, leves e aproximação de *setpoint*, sendo as duas primeiras mais referidas como *hard* e *soft*, respectivamente, e frequentemente mais utilizadas (Qin e Badgwell, 2003).

Restrições *hard* são aquelas que não devem ser violadas durante qualquer instante de tempo do processo (ver Figura 3.3).



**Figura 3.3:** Representação de uma restrição *hard*.  
Adaptada de Qin e Badgwell (2003).

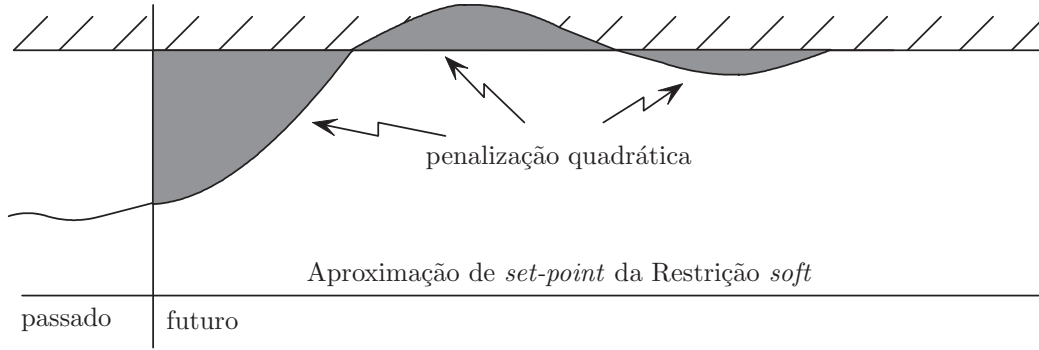
Restrições *soft* são aquelas que são permitidas algumas violações da restrição durante algum intervalo de tempo, sendo a violação tipicamente minimizada usando penalização quadrática na função objetivo (ver Figura 3.4).



**Figura 3.4:** Representação de uma restrição *soft*.  
Adaptada de Qin e Badgwell (2003).

Um terceiro tipo de restrição pode ser usada, a restrição por aproximação de *setpoint* (ver Figura 3.5). Diferentes *setpoints* são definidos para cada restrição *soft*, resultando em uma função objetivo que penaliza ambos os lados da restrição. A ponderação de saída é ajustada dinamicamente, tal que a ponderação torna-se significativa apenas quando as variáveis controladas se aproximam da restrição. Quando a violação da restrição é predita, a ponderação é elevada tal que o controle possa trazer as variáveis manipuladas para os limites da restrição. Assim que as variáveis controladas estão dentro dos limites da restrição, o objetivo

em estado estacionário é usado como o ponto de ajuste novamente, em lugar dos limites da restrição.



**Figura 3.5:** Representação de uma restrição de aproximação de *setpoint*. Adaptada de Qin e Badgwell (2003).

As restrições de entrada são geralmente tratadas como restrições *hard* e não há um meio de suavizar este tipo de restrição. Exemplos destas restrições são as restrições impostas por válvulas e atuadores com campo de atuação e taxa de variação limitadas que, uma vez alcançadas seus limites, não é possível exceder os mesmos, exceto por ajuste ou aquisição de atuadores mais potentes (Maciejowski, 2000).

As restrições *soft* por sua vez, podem ser representadas por restrições de saídas, as quais podem ser suavizadas, caso haja necessidade, e podem ser exemplificadas pelas restrições relacionadas a variáveis de desempenho do processo (Zafiriou e Chiou, 1993).

### 3.6.1 Formulação das restrições para uso na função objetivo

Como descrito anteriormente (Seção 3.5), as ações de controle são realizadas levando em consideração o cálculo do vetor do incremento de controle futuro  $\mathbf{u}$  que minimiza a função objetivo dada por:

$$J(\mathbf{u}) = \frac{1}{2} \mathbf{u}^T \mathbf{H} \mathbf{u} + \mathbf{b} \mathbf{u} + \mathbf{f}_0 \quad (3.18)$$

A solução ótima deste problema é encontrada pela resolução da equação linear:

$$\mathbf{H} \mathbf{u} = -\mathbf{b} \quad (3.19)$$

Na prática, o caminho normal usando um MPC é calcular  $u(t)$  como foi descrito anteriormente e aplicar no processo. Se  $u(t)$  violar as restrições, ele é saturado por seus limites, tanto pelo programa de computador ou pelo atuador. O caso de  $u(t+1), \dots, u(t+N)$  violar as restrições não é considerado, e na maioria dos casos, este sinal nem mesmo é calculado. Porém, este meio de operação não garante que o ótimo seja obtido quando as restrições são

violadas, fazendo com que o principal propósito do GPC, que é aplicar o melhor sinal de controle por minimizar a Equação (3.18), não seja alcançada (Camacho e Bordons, 2004).

Com a finalidade de prever e prevenir quando vai ocorrer a violação da restrição, as restrições de entradas e saídas do processo devem ser incluídas diretamente na formulação do problema, sendo levadas em consideração na formulação da função objetivo. Para a implementação de uma restrição *soft*, por exemplo, permite-se que a variável de saída exceda em um determinado valor  $\epsilon \geq 0$  o valor da restrição, isto é:

$$\begin{aligned} y(t+j) &\leq y_{max} + \epsilon(t+j); \\ \epsilon(t+j) &\geq 0; \quad 1 \leq j \leq N_r \end{aligned}$$

com  $N_r$  sendo o tamanho do horizonte em que a restrição *soft* é considerada.

Desse modo, um termo é incluído na função objetivo expressa na Equação (3.6):

$$J = \sum_{j=N_1}^{N_2} \delta(j) [\hat{y}(t+j | t) - w(t+j)]^2 + \sum_{j=1}^{N_u} \lambda(j) [\Delta u(t+j-1)]^2 + \sum_{j=1}^{N_r} \lambda_r(j) [\epsilon(t+j)]^2 \quad (3.20)$$

onde  $\lambda_r > 0$  é um coeficiente de ponderação. Reescrevendo a equação da função objetivo (3.18), temos:

$$J(\mathbf{u}) = \frac{1}{2} \mathbf{v}^T \bar{\mathbf{H}} \mathbf{v} + \bar{\mathbf{b}}^T \mathbf{v} + \mathbf{f}_0 \quad (3.21)$$

com

$$\begin{aligned} \mathbf{v}^T &= \begin{bmatrix} \mathbf{u}^T & \boldsymbol{\epsilon}^T \end{bmatrix}, \\ \bar{\mathbf{H}} &= \begin{bmatrix} \mathbf{H} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \lambda_r \mathbf{I} \end{bmatrix}, \\ \bar{\mathbf{b}}^T &= \begin{bmatrix} \mathbf{b}^T & \mathbf{0} \end{bmatrix}, \\ \boldsymbol{\epsilon} &= [\epsilon(t+1), \dots, \epsilon(t+N_r)]. \end{aligned}$$

O problema de otimização deverá incluir também as condições

$$y(t+j) - \epsilon \leq y_{max}, \quad \epsilon \geq 0.$$

A adição de mais restrições *soft* segue o mesmo procedimento descrito acima, expandindo o problema de otimização.

De forma que possam ser resolvidas como um problema de otimização quadrática, as

restrições apontadas acima, devem ser expressas na forma de desigualdades. O problema de otimização quadrática a ser resolvido é então definido pela Equação (3.22)

$$\begin{aligned} \min_v J &= \frac{1}{2} \mathbf{v}^T \bar{\mathbf{H}} \mathbf{v} + \bar{\mathbf{b}}^T \mathbf{v} \\ \text{sujeito a } \mathbf{A} \mathbf{u} &\leq \mathbf{c} \end{aligned} \quad (3.22)$$

A matriz  $\bar{\mathbf{H}}$ , também chamada de matriz *Hessiana*, é uma matriz semi-positiva definida, devida à utilização de modelos lineares e coeficientes de ponderação  $\lambda > 0$ . Assim, a solução para a equação acima, pode ser obtida usando técnicas de programação quadrática convexa, um problema bastante conhecido, podendo ser aplicado métodos de solução como algoritmos de ponto interior e de conjunto ativo, entre outros (Maciejowski, 2000).

De um modo sistemático, restrições leves consideradas na variável de saída  $y$ , podem ser formuladas como:

$$y_{min} - \epsilon(t+j) \leq y(t+j) \leq y_{max} + \epsilon(t+j), \quad N_1 \leq j \leq N_2$$

sendo estas restrições expressas em termos de variáveis manipuladas como:

$$\begin{aligned} \mathbf{G} \mathbf{u} - \boldsymbol{\epsilon} &\leq \mathbf{1} y_{max} - \mathbf{f} \\ -\mathbf{G} \mathbf{u} - \boldsymbol{\epsilon} &\leq -\mathbf{1} y_{min} + \mathbf{f} \\ \boldsymbol{\epsilon} &\geq \mathbf{0} \end{aligned} \quad (3.23)$$

com  $\mathbf{1}$  sendo uma matriz  $(N_2 - N_1) \times 1$  cujos elementos são todos unitários,  $\mathbf{G}$  é a matriz dinâmica,  $\mathbf{u}$  é vetor de controle incremental e  $\mathbf{f}$  é o vetor de resposta livre, ambos com dimensões apropriadas.

Para restrições *hard* na variável manipulada  $U$ , tem-se:

$$U_{min} \leq u(t+j) \leq U_{max}, \quad N_1 \leq j \leq N_2$$

sendo estas restrições expressas em termos de variáveis manipuladas como:

$$\begin{aligned} \mathbf{T} \mathbf{u} &\leq \mathbf{1} U_{max} - \mathbf{1} u(t-1) \\ -\mathbf{T} \mathbf{u} &\leq -\mathbf{1} U_{min} + \mathbf{1} u(t-1) \end{aligned} \quad (3.24)$$

onde  $\mathbf{T}$  é uma matriz triangular inferior  $N_u \times N_u$  cuja parte não-nula é unitária.

As restrições *hard* da variável manipulada  $y$  de saída podem ser formuladas como

$$y_{min} \leq y(t+j) \leq y_{max}, \quad N_1 \leq j \leq N_2$$

sendo expressas em termos de variáveis manipuladas:

$$\begin{aligned} \mathbf{G}\mathbf{u} &\leq \mathbf{1}y_{max} - \mathbf{f} \\ -\mathbf{G}\mathbf{u} &\leq -\mathbf{1}y_{min} + \mathbf{f} \end{aligned} \quad (3.25)$$

Com o intuito de aplicar o que foi explanado acima, suponha que existam restrições atuando sobre um processo, originadas a partir de limites de amplitude no sinal de controle  $U$ , limites de taxa de variação do atuador  $u$  e limites sobre um sinal de saída  $y$ . Estas restrições podem ser expressas, respectivamente, por (Camacho e Bordons, 2004):

$$\begin{aligned} U_{min} &\leq u(t) \leq U_{max} \quad \forall t \\ u_{min} &\leq u(t) - u(t-1) \leq u_{max} \quad \forall t \\ y_{min} &\leq y(t) \leq y_{max} \quad \forall t \end{aligned}$$

Considerando um processo com  $m$ -entradas e  $n$ -saídas com restrições agindo através de um horizonte  $N$ , estas restrições podem ser reformuladas como:

$$\begin{aligned} \mathbf{1}U_{min} &\leq \mathbf{T}\mathbf{u} + u(t-1)\mathbf{1} \leq \mathbf{1}U_{max} \\ \mathbf{1}u_{min} &\leq \mathbf{u} \leq \mathbf{1}u_{max} \\ \mathbf{1}y_{min} &\leq \mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{f} \leq \mathbf{1}y_{max} \end{aligned}$$

onde  $\mathbf{1}$  é uma matriz  $(N \times n) \times m$  formada por  $Nm \times m$  matrizes identidades e  $\mathbf{T}$  é a matriz bloco triangular inferior, cujos blocos de entradas não-nulos são matrizes identidades, de ordem  $m \times m$ . Estas restrições podem ser expressadas na forma condensada como

$$\mathbf{A}\mathbf{u} \leq \mathbf{c}$$

com:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{T} \\ -\mathbf{T} \\ \mathbf{I}_{N \times N} \\ -\mathbf{I}_{N \times N} \\ \mathbf{G} \\ -\mathbf{G} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{c} = \begin{bmatrix} \mathbf{1}U_{max} - \mathbf{1}u(t-1) \\ -\mathbf{1}U_{min} + \mathbf{1}u(t-1) \\ \mathbf{1}u_{max} \\ -\mathbf{1}u_{min} \\ \mathbf{1}y_{max} - \mathbf{f} \\ -\mathbf{1}y_{min} + \mathbf{f} \end{bmatrix}.$$



Com procedimentos similares a estes, outros tipos de restrições *hard* ou *soft*, podem ser ajustadas sobre outras variáveis manipuladas e controladas de um processo com a finalidade de forçar a resposta do processo a ter certas características, fazendo uso das expressões (3.23), (3.24) e (3.25), mantendo o formato  $\mathbf{Au} \leq \mathbf{c}$ .

É bom salientar que o uso excessivo de restrições duras pode levar a problemas de factibilidade do problema de otimização, sendo necessário utilizar-se de outros métodos para obter uma solução, variando desde o uso de medidas *ad hoc* até a sofisticadas estratégias de gerenciamento de restrições (Maciejowski, 2000).

A remoção completa de restrições que não sejam tão importante para o processo, assim como não suavizar restrições de desempenho, podem apresentar um comportamento não satisfatório em vários casos onde o resultado de desempenho à malha fechada frequentemente não é melhor do que de um algoritmo sem restrições e, podem levar também até mesmo a problemas de instabilidade (Zafiriou e Chiou, 1992)

Assim, restrições duras (*hard*) podem ser utilizadas para as variáveis limitadas fisicamente, enquanto restrições leves (*soft*), podem ser utilizadas para variáveis de desempenho, com interesse de manter o processo em uma região de operação desejada.

### 3.7 Controle Preditivo Não-Linear (*Nonlinear Model Predictive Control - NMPC*)

Embora a maioria dos processos são inerentemente não-lineares, a vasta maioria de aplicações de MPC utilizam dados de modelos dinâmicos lineares provenientes de métodos comuns como modelos de resposta ao degrau e ao impulso derivados a partir da integral de convolução, existindo diversas razões para este motivo. Modelos lineares empíricos podem ser identificados de uma maneira simples a partir de teste de dados do modelo pois a maioria dos processos operam nas vizinhanças de um ponto de operação desejado (Qin e Badgwell, 2001).

Na maioria dos casos, um MPC linear apresenta precisão suficiente quando as medições de realimentação são de alta qualidade. Desse modo, usando um modelo linear com uma função objetivo quadrática, o algoritmo nominal MPC toma a forma de um função de programação quadrática convexa, o qual o algoritmo e o software podem ser facilmente obtidos. A importância desse fato é que a solução deve convergir o quanto antes para um critério ótimo. Por estas razões, na maioria dos casos um modelo linear fornecerá a maioria das vantagens possíveis que a tecnologia MPC apresenta.

Mesmo assim, existem casos onde o comportamento da não linearidade influencia significativamente, sendo necessário fazer uso da tecnologia de controle preditivo não-linear, o

qual é definido MPC usando um modelo não-linear. Este abrange pelo menos duas grandes categorias de aplicações (Qin e Badgwell, 2001):

1. problemas de controle regulador onde o processo é altamente não-linear e sujeitas a grandes perturbações freqüentes (controle de pH, etc);
2. problemas de servo controle, onde os pontos de operações mudam freqüentemente e abrangem uma faixa suficientemente ampla de dinâmicas de processo não-linear (fabricação de polímeros, síntese de amônia, etc).

O uso de modelos não-lineares em MPC é motivado pela necessidade de melhorar o controle de processos com linearidades acentuadas através da melhora da qualidade da previsão. A base fundamental em um problema de processo de controle - conservação de massa, energia e quantidade de movimento, considerações de equilíbrio de fases, relações de energia química e propriedades finais dos produtos - todos introduzem não-linearidades na descrição do processo (Rawlings, 2000).

A principal vantagem do uso de NMPC é a possibilidade de manipular dinâmicas não-lineares. Não existe nenhum empecilho contra o uso de MPC com modelo não-linear, pois a extensão das idéias de MPC para processos não-lineares é simples, pelo menos conceitualmente. Porém, este não é um assunto trivial e existem muitas dificuldades derivadas a partir do uso deste tipo de modelo, tais como (Camacho e Bordons, 2004):

- A disponibilidade de modelos não-lineares a partir de dados experimentais é uma questão em aberto. Existe uma carência de técnicas para processos não-lineares. O uso de Redes Neurais ou séries de Volterra não parecem resolver o problema de uma forma geral. De outra maneira, a obtenção de modelos a partir dos princípios fundamentais (balanço de massa e energia) não é sempre possível.
- O problema de otimização é não-convexo, sua resolução é muito mais difícil que a do problema de programação quadrática. Problemas relativos para cada ponto ótimo aparecem, influenciando não somente na qualidade do controle, mas também fazendo surgir problemas de estabilidade.
- A dificuldade na solução do problema de otimização gera um importante aumento do tempo de computação. Isto pode restringir o uso desta técnica a processos lentos.
- O estudo de pontos importantes como estabilidade e robustez é mais complexo no caso de sistemas não-lineares. Ele constitui um campo aberto de grande interesse para pesquisadores.

### 3.7.1 Formulação do problema

A escolha do modelo não-linear não é única consideração importante quando usa-se NMPC. O uso de um modelo não-linear implica em trocar a solução do problema do tipo de programação convexa para um problema de programação não-linear não-convexa, o qual é muito mais difícil de resolver. Além do mais, não existe nenhuma garantia que um ponto ótimo global possa ser encontrado, principalmente em controle de tempo real, onde o ótimo tem um tempo já estabelecido para ser obtido.

O problema a ser resolvido em todo período de amostragem é o cálculo da sequência de entrada  $\mathbf{u}$  que leva o processo a partir de um estado atual até um estado estacionário desejado. Este ponto de operação desejado  $(\mathbf{y}_s, \mathbf{x}_s, \mathbf{u}_s)$  pode ser determinado por uma otimização de estado estacionário, o qual pode ser baseado em questões econômicas. A função custo a ser minimizada pode tomar a forma geral de (Camacho e Bordons, 2004)

$$J = \sum_{j=1}^N \|\mathbf{y}(t+j) - \mathbf{y}_s\|_{\mathbf{R}}^q + \sum_{j=1}^{M-1} \|\Delta \mathbf{u}(t+j)\|_{\mathbf{P}}^q + \sum_{j=1}^{M-1} \|\mathbf{u}(t+j) - \mathbf{u}_s\|_{\mathbf{Q}}^q \quad (3.26)$$

onde  $q$  pode ser 1 ou 2, dependendo do tipo de norma e  $\mathbf{P}$ ,  $\mathbf{Q}$  e  $\mathbf{R}$  são matrizes de ponderação.

Suponha que um modelo de espaço de estado pode ser usado para representar uma planta não-linear, conforme a Equação 3.27,

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t+1) &= \mathbf{f}(\mathbf{x}(t), u(t)) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{g}(\mathbf{x}(t)) \end{aligned} \quad (3.27)$$

onde  $\mathbf{x}(t)$  é o vetor de estado,  $\mathbf{f}$  e  $\mathbf{g}$  são funções genéricas não-lineares, podendo ser usadas para processos monovariáveis ou multivariáveis. A minimização está sujeita a restrições do modelo que são dadas por

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t+j) - \mathbf{f}(\mathbf{x}(t+j-1), \mathbf{u}(t+j-1)) &= 0 \\ y(t+j) - g(\mathbf{x}(t+j)) &= 0 \end{aligned}$$

e estão sujeitas ao restante das restrições de desigualdade que podem ser consideradas como

$$y_{min} \leq y(t+j) \leq y_{max} \quad \forall j = 1, N \quad (3.28)$$

$$u_{min} \leq u(t+j) \leq u_{max} \quad \forall j = 1, M-1 \quad (3.29)$$

$$\Delta u_{min} \leq \Delta u(t+j) \leq \Delta u_{max} \quad \forall j = 1, M-1 \quad (3.30)$$

Restrições do tipo *soft* nas variáveis de saídas podem ser facilmente consideradas na

formulação adicionando-se o termo  $\|\mathbf{s}\|_{\mathbf{T}}^q$  na função custo, com  $\mathbf{T}$  sendo uma matriz que penaliza a violação dos limites de saída por uma pequena quantia  $\epsilon$ . A restrição de desigualdade resultante, conforme visto na Seção 3.6, fica agora:

$$y_{min} - \epsilon \leq y(t+j) \leq y_{max} + \epsilon \quad \forall j = 1, N$$

As expressões formadas aqui são para processos monovariáveis, no caso de processos multivariáveis, as variáveis  $y$  e  $u$  devem ser substituídas por vetores  $\mathbf{y}$  e  $\mathbf{u}$ .

A solução para este tipo de problema requer a utilização de técnicas de programação não-convexa para problemas não-lineares, dando origem a uma série de dificuldades computacionais relacionados com o tempo gasto e confiabilidade para obter-se a solução para este tipo de problema. A solução, ou pelo menos uma solução parcial, é alcançada muitas vezes usando técnicas de Programação Sequencial Quadrática (SQP) (Camacho e Bordons, 2004).

Para evitar este problema de otimização complexa, diversas técnicas têm sido propostas na literatura para resolver de forma aproximada o problema de otimização não linear não-convexa. A maioria destas técnicas transformam o problema em uma otimização do tipo QP (ou no pior caso, em uma sequência de QPs).

A seguir são apresentadas, de maneira superficial, algumas técnicas de abordagem para NMPC.

### MPC linear estendido

Este é um dos mais simples caminhos de tratar com não-linearidades de processos. Este método foi originalmente desenvolvido a partir do Controle por Matriz Dinâmica (*Dynamic Matrix Control - DMC*) (Hernandez e Arkun, 1991). O princípio básico é adicionar um novo termo à predição de saída que tenta abordar as não-linearidades. Este termo é adicionado na equação de predição 3.12, resultando em

$$\hat{\mathbf{y}}_{el} = \mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{f} + \mathbf{d}_{nl}$$

Os elementos do vetor  $\mathbf{d}_{nl}$  são calculados por minimizar a diferença entre a predição obtida a partir do modelo linear,  $\hat{\mathbf{y}}_{el}$ , e a predição obtida a partir de um modelo não-linear completo do planta. Desta maneira, as não linearidades do processo são levadas em consideração na formulação linear do MPC, mantendo o sistema usual da QP (Camacho e Bordons, 2004).

### MPC baseado em modelos locais

O algoritmo de controle proposto usa um modelo não linear da planta para simular internamente o comportamento do processo. Quando aplica-se uma mudança de *setpoint* no processo, o algoritmo usa o modelo não linear para identificar um modelo ARX linear. O procedimento de otimização é então executado usando um modelo linear e uma penalização variável do controle, determinada em função do ganho não linear do modelo identificado (Ayala Bravo e Normey-Rico, 2009).

### Realimentação linearizante

Em alguns casos, o modelo não linear pode ser transformado em um modelo linear através de transformações apropriadas. Considere, por exemplo, um modelo representado pelo seguinte modelo no espaço de estados (Camacho e Bordons, 2004)

$$\begin{aligned}x(t+1) &= f(x(t), u(t)) \\ y(t) &= g(x(t))\end{aligned}$$

O método consiste em encontrar funções de estado e transformação de entrada  $z(t) = h(x(t))$  e  $u(t) = p(x(t), v(t))$  tais que

$$\begin{aligned}z(t+1) &= \mathbf{A}z(t) + \mathbf{B}v(t) \\ y(t) &= \mathbf{C}z(t)\end{aligned}$$

O método tem dois importantes inconvenientes, sendo o primeiro que as funções de transformações  $z(t) = h(x(t))$  e  $u(t) = p(x(t), v(t))$  podem ser obtidas para poucos casos e segundo, as restrições, as quais são geralmente não lineares, são transformadas em um conjunto de restrições não-lineares.

Dessa forma, mesmo em casos onde o modelo pode ser linearizado por transformações aceitáveis, o problema de restrição é fácil de ser resolvido devido às restrições não lineares. A função objetivo é geralmente transformada em uma função não linear, desde que ela seja quadrática em  $u(t)$  mas não necessariamente em  $(v)t$ . Se as restrições não lineares são aproximadas e a função objetivo permanece quadrática, apenas um programa quadrático precisa ser resolvido a cada instante de amostragem. Porém, aproximação linear é válida somente quando ambos, estados e entradas, não possuem grandes desvios em relação ao regime de operação. Isto implica que as ações de controle devem ser próximas aos seus valores linearizados para manter a estabilidade e o desempenho possa ser sacrificado por simplicidade computacional (Camacho e Bordons, 2004).

### NMPC subótimo

Esta aproximação evita a necessidade de encontrar o mínimo de uma função custo não-convexa por considerar a satisfação das restrições como o objetivo primário (Camacho e Bordons, 2004). Se uma estratégia de otimização que demanda soluções factíveis em toda a subiteração (dentro de um período de amostragem) é usada e uma diminuição na função custo é obtida, a otimização pode ser parada quando o tempo limite de otimização é ultrapassado e a estabilidade pode ser garantida. Pode ser demonstrado que isto é suficiente pra alcançar uma diminuição contínua na função custo para garantir estabilidade. A principal técnica que usa este conceito e outros detalhes, pode ser encontrada em Sokaert et al. (1999).

Outras técnicas de abordagens para NMPC e maiores detalhes com fontes de referências podem ser encontradas em Camacho e Bordons (2004).

## 3.8 NMPC Aproximado

O método a ser empregado neste trabalho, porém não aborda, de forma direta, nenhuma destas técnicas descritas acima. Tem-se um processo não linear e do mesmo são retiradas as equações fenomenológicas do processo e empregadas de forma a compor um modelo como um todo.

Quando o objetivo do controlador é minimizar uma função objetivo de uma planta linear, tem-se

$$\begin{aligned} J &= (\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{w})^T (\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{w}) + \lambda \mathbf{u}^T \mathbf{u} \\ \text{sujeito a } \mathbf{A} \mathbf{u} &\leq \mathbf{b} \end{aligned} \tag{3.31}$$

que é um problema de programação quadrática simples de resolver quando a planta é linear. Quando a planta é não linear, a predição futura  $\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{f}_{NL}(\mathbf{u})$  é uma função da saída da planta com comportamento não linear, o que transforma o problema numa otimização não linear.

O método de controle preditivo faz uso de um modelo, o qual é usado para o cálculo das predições e planta não linear propriamente dita, a qual deve sofrer o efeito do controle para manter as variáveis controladas. Então, aqui, para fazer uso da saída do modelo no otimizador, o modelo usado pelo controlador é levado até um ponto de operação, o qual é feita através de pequenos incrementos, isso sendo feito com a saída do modelo discretizado.

Agora, uma forma simples, mas aproximada, de resolver o problema de lidar com a planta não linear é considerar que  $\hat{\mathbf{y}}$  pode ser escrito como função do controle da seguinte forma:

$$\mathbf{u}_{atual} = \mathbf{u}_{ant} + \mathbf{u}$$

$$\mathbf{u} = [\Delta u_1 \quad \Delta u_2 \quad \dots]^T$$

e

$$\hat{\mathbf{y}}_{aprox} = \mathbf{f}_{NL}(u_{ant}) + \mathbf{G}\mathbf{u} \quad (3.32)$$

onde  $\mathbf{f}_{NL}(u_{ant})$  é calculada usando-se a saída discretizada da planta não linear completa e  $\mathbf{G}\mathbf{u}$  expressa, em forma linear aproximada, a variação da predição esperada nesta amostra. A matriz  $\mathbf{G}$  é neste caso a matriz de resposta do modelo ao degrau no ponto atual de funcionamento  $u_{ant}$ , ou seja, no ponto de operação.

Se  $\hat{\mathbf{y}}_{aprox}$  é próxima de  $\hat{\mathbf{y}}$ , então o algoritmo terá bom desempenho e isto se consegue usando uma amostragem que garanta pequenos valores de  $u$  a cada passo.

Nesta condição a Equação 3.31 é

$$\begin{aligned} J &\approx (\mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{f}_{NL}(u_{ant}) - \mathbf{w})^T (\mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{f}_{NL}(u_{ant}) - \mathbf{w}) + \lambda \mathbf{u}^T \mathbf{u} \\ &= (\mathbf{f}_{NL}(u_{ant}) - \mathbf{w})^T (\mathbf{f}_{NL}(u_{ant}) - \mathbf{w}) + \mathbf{u}^T (\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I}) \mathbf{u} + 2(\mathbf{f}_{NL}(u_{ant}) - \mathbf{w})^T \mathbf{G}\mathbf{u} \end{aligned} \quad (3.33)$$

que é uma função quadrática em  $\mathbf{u}$  igual que no caso linear, para a qual pode-se fazer uso da teoria de convolução. Ressalta-se aqui, mais uma vez, que  $\mathbf{f}_{NL}(u_{ant})$  na Equação 3.32 e  $\mathbf{G}\mathbf{u}$ , são provenientes de saídas de modelos diferentes, apesar de estarem no mesmo *hardware* para realização das simulações.

No caso particular da MS não é possível usar apenas uma matriz  $\mathbf{G}$  para todas as condições de operação e define-se dois modelos distintos: um para operação em carga obtendo-se  $\mathbf{G}_{carga}$  e outro para operação a vazio, definida por  $\mathbf{G}_{vazio}$ .

Esta variação de modelo é controlada pelo sistema supervisor que também, como se verá, define o ajuste do MPC para cada caso.





## Capítulo 4

# Desenvolvimento do Controlador Preditivo para Regulação de Tensão

Neste capítulo é abordada a formulação do controlador preditivo para a regulação de tensão. O capítulo começa com a formulação do problema de controle do ponto de vista geral e a seguir, visto com base nos dois modos de operação da MS, operando a vazio e operando conectada à rede, considerando as restrições de funcionamento. Adiante é dada uma breve explicação de como é feito o sequenciamento de operações do gerador relevantes para o regulador de tensão (RT). Após isso, são apresentados os requisitos mínimos para o projeto, seguido da proposta de sintonia para os parâmetros do controlador desenvolvido. Um exemplo comentado sobre o funcionamento do controlador é apresentado e são descritos os testes que foram realizados para verificação do desempenho do controlador. O capítulo termina com a apresentação dos resultados obtidos com o uso do controlador preditivo em diversas situações.

### 4.1 Formulação do Problema

O principal objetivo do controlador preditivo de regulação de tensão proposto aqui, é controlar a tensão terminal, porém o mesmo deve ser capaz de controlar outras grandezas em situações especiais. Assim, tem-se os seguintes modos de regulação:

- Tensão terminal
- Potência reativa
- Fator de potência
- Corrente de campo

Ênfase será dada ao modo de controle de regulação de tensão terminal, sendo os outros modos tratados de maneira breve na Seção 4.11.

No processo de regulação de tensão, a atuação dos dispositivos que compõem o Sistema de Excitação (SE) não se dão de maneira simultânea sendo que alguns dispositivos têm atuação exclusiva em determinado modo de operação da máquina.

Há necessidade de ajustar o sistema de excitação de modo que ele possa apresentar um bom desempenho estático e dinâmico para a máquina estando operando a vazio e operando conectada à rede.

Para o desenvolvimento do controlador regulador de tensão, a primeira análise a ser feita é a análise das restrições a serem utilizadas e levadas em consideração na função objetivo do controlador. A maioria dessas restrições surgem devido às condições de funcionamento da MS, conforme discutidas na Seção 2.4. O problema de controle, pode ser então formulado de modo a minimizar a função objetivo

$$J = q \sum_{j=N1}^{N2} \left[ \hat{V}_t(t+j) - V_{tref}(t+j) \right]^2 + r \sum_{j=1}^{Nu} [\Delta E_{fd}(t+j)]^2 + \sum_{i=1}^n s_{ri} \sum_{i=1}^{N_{ri}} [\epsilon_i(t+j)]^2 \quad (4.1)$$

onde  $\hat{V}_t$  é a predição do valor de saída da tensão terminal,  $V_{tref}$  é o valor de trajetória de referência,  $\Delta E_{fd}$  é o incremento do sinal de controle,  $q$  e  $r$  são os fatores de penalização de seguimento de trajetória de referência e do incremento do sinal de controle, respectivamente,  $s_{ri}$  e  $N_{ri}$ , com  $i \in 1, \dots, 5$ , são os parâmetros de ajuste de cada uma das restrições leves e  $\epsilon_i$ ,  $i \in 1, \dots, 5$  são as variáveis adicionais das restrições.

No problema de controle, a configuração das restrições pode ser visto de duas maneiras: uma com a MS operando a vazio, quando a MS é inicialmente excitada, e outra com a MS sob carga, conectada com a rede.

Essa diferenciação é significativamente importante, pois devido às especificações de operação a vazio, algumas restrições de funcionalidade podem estar habilitadas e com determinados limites enquanto que, no modo conectada a rede, estas mesmas restrições, ou outras, estão sujeitas à variação de seus limites máximos e mínimos. Assim, as restrições são configuradas conforme o modo de operação da MS, que são descritos na seção seguinte.

#### 4.1.1 Modos de operação da MS e análise das restrições

Conforme já citado, a MS pode operar em dois modos de operação. Cada modo de operação possui especificações, algumas comuns aos dois modos, outras não.

A análise de especificações para operação, impõe que diversas variáveis devem ser monitoradas e mantidas em determinadas faixas de operação. Estas são:

- Mínima e máxima corrente de campo
- Relação de Volts/Hertz
- Subexcitação
- Corrente estatórica
- Sinal de controle da excitatriz (tensão e campo)

Com exceção do sinal de controle, que é naturalmente uma restrição devido aos limites do sinal fornecido pelo atuador, as variáveis citadas acima são as responsáveis por gerar as restrições para uso do controlador, e são definidas e configuradas conforme:

1. Máquina operando a vazio: Neste modo de operação, a MS é inicializada e excitada, sendo maiores detalhes desse processo fornecidos na Seção 4.2. Para este modo de operação tem-se uma restrição dura atuando sobre os limites máximo e mínimo da variável de controle  $E_{fd}$ , sendo designada aqui como  $u$ . Tem-se uma restrição suave atuando sobre o limite superior de tensão terminal  $V_t$ , sobre o limite de corrente de campo máximo  $E_i$ . A restrição suave de  $V_t$  é uma restrição que depende também da relação volts/hertz, cujos detalhes são dados adiante.

Considerando a velocidade da máquina em 1 pu, os detalhes da manipulação das restrições para este modo de operação e outras informações relevantes são definidas a seguir.

- Restrição suave da tensão terminal (LVt)

Esta restrição é habilitada quando a MS está operando em ambos os modos de operação e possui apenas valor limite superior, sendo referenciado o limite máximo como  $y_{max}V_t$  com valor é de 1,1 pu.

Uma vez definida esta restrição, tem-se que manipular a mesma para que possa ser inserida na função objetivo. A inserção pode ser realizada seguindo os procedimentos da Seção 3.6. A restrição suave da tensão terminal para MS tanto com carga quanto sem carga fica:

$$V_t(t+j) \leq y_{max}V_t + \epsilon_{Vt} \quad 0 \leq j \leq Nr1$$

$$\mathbf{G}_{vazio}\mathbf{u} - \epsilon_{Vt} \leq \mathbf{1}y_{max}V_t - \mathbf{y}_{fr}V_t$$

Aqui,  $\mathbf{G}_{vazio}$  é a matriz dinâmica de resposta ao degrau para a MS operando a vazio,  $Nr1$  é o horizonte de predição de  $V_t$ ,  $\mathbf{y}_{fr}V_t$  é a resposta livre da tensão terminal e  $\epsilon_{V_t}$  é o valor de suavização da restrição, sendo definido como um valor positivo. A mesma inequação pode ser usada para a restrição com a MS operando conectada à rede, trocando-se a matriz  $\mathbf{G}_{vazio}$  para  $\mathbf{G}_{carga}$ .

A restrição LVt está sujeita a uma outra restrição, a restrição da relação volts/hertz (LVHz), que deve ser analisada de modo concorrente, tendo somente limite máximo. O objetivo desta restrição é evitar o sobrefluxo no gerador (transformador elevador e transformador de excitação), causado por sub-frequência e sobretensão. A faixa de atuação dessa restrição deve ser ajustável entre 1,1 e 1,3 pu, sendo habilitada quando a MS operando a vazio e conectada à rede. Não será apresentada a formulação dessa restrição, pois deve-se comparar o valor das duas restrições e utilizar somente o valor da restrição que for mais restritiva.

Na formulação das matrizes para otimização, será usado a variável  $y_{max}V_t$  para a apresentação nas matrizes, porém, nos gráficos das simulações, será usado o nome da restrição LVHz.

De modo a simplificar a apresentação de algumas variáveis,  $\mathbf{y}_{fr}(\cdot)$  será a resposta livre armazenada para cada variável, relacionada pelo índice  $(\cdot)$ .

- Restrição suave da corrente de campo (LCC)

Esta restrição desempenha as funções das restrições de mínima (LCCMin) e máxima (LCCMax) corrente de campo atuais, atuando para um valor mínimo e um valor máximo, ajustáveis. Esta restrição é habilitada quando a MS está operando a vazio e operando conectada à rede. Para a máquina operando a vazio, somente o limite mínimo é habilitado, enquanto que para conectada à rede, tem-se os dois limites da restrição habilitados. Seus limites serão referenciados com  $y_{max}E_i$  e  $y_{min}E_i$  para limite máximo e mínimo, respectivamente.

No caso de a máquina estar operando a vazio, somente  $y_{max}E_i$  é habilitado e portanto, a restrição suave da corrente de campo fica:

$$y_{min}E_i - \epsilon_{Ei} \leq E_i(t+j) \leq y_{max}E_i + \epsilon_{Ei} \quad 0 \leq j \leq Nr2$$

$$\mathbf{G}_{E_ivazio}\mathbf{u} - \epsilon_{Ei} \leq \mathbf{1}y_{max}E_i - \mathbf{y}_{fr}E_i$$

e para MS operando conectada à rede:

$$y_{min}E_i - \epsilon_{Ei} \leq E_i(t+j) \leq y_{max}E_i + \epsilon_{Ei} \quad 0 \leq j \leq Nr2$$

$$\mathbf{G}_{E_icarga}\mathbf{u} - \epsilon_{Ei} \leq \mathbf{1}y_{max}E_i - \mathbf{y}_{fr}E_i$$

$$-\mathbf{G}_{E_icarga}\mathbf{u} - \epsilon_{Ei} \leq -\mathbf{1}y_{min}E_i + \mathbf{y}_{fr}E_i.$$

$\mathbf{G}_{E_i \text{vazio}}$  é a matriz dinâmica de resposta ao degrau para a MS operando a vazio para  $E_i$ ,  $Nr2$  é o horizonte de predição de  $E_i$  e  $\epsilon_{E_i}$  é a variável de suavização para a restrição, com  $\epsilon_{E_i} > 0$ . A mesma inequação pode ser usada para a restrição com a MS operando conectada à rede, trocando a matriz  $\mathbf{G}_{E_i \text{vazio}}$  para  $\mathbf{G}_{E_i \text{carga}}$ , conforme feito acima.

- Restrição dura para o sinal de controle

Esta restrição trata da limitação do sinal de controle, desempenhada pela máxima e mínima tensão de campo ( $E_{fd}$ ). Estes limites estão relacionados com a tensão disponível que pode ser obtida na saída da ponte retificadora.

Esta restrição é uma restrição ativa durante o tempo todo, estando a MS operando tanto a vazio quanto conectada à rede. Conforme convencionado acima, seus limites serão referenciados com  $u_{max}$  e  $u_{min}$  para limite máximo e mínimo, respectivamente, e os valores utilizados nestas simulações para a excitatriz do tipo estática são  $u_{max} = 5$  pu e  $u_{min} = -4$  pu. É bom salientar aqui, que não existe uma norma que fixe estes valores em um valor máximo e um valor mínimo, podendo estes valores sofrerem alterações de acordo com os dispositivos de controle utilizados pelos fabricantes e as configurações de controle. Na prática, a questão da limitação do sinal de controle está relacionada com o fator custo dos atuadores, pois quanto mais elevados forem os valores de máximo e mínimo, mais caro é se torna o sistema de controle.

A restrição dura para o sinal de controle para MS operando tanto a vazio quanto conectada à rede fica:

$$\begin{aligned} u_{min} &\leq u_t \leq u_{max} & N_1 &\leq j \leq N_2 \\ \mathbf{1}u_{min} &\leq \mathbf{T}\mathbf{u} + u(t-1)\mathbf{1} \leq \mathbf{1}u_{max} \\ \mathbf{T}\mathbf{u} &\leq \mathbf{1}u_{max} - \mathbf{1}u(t-1) \\ -\mathbf{T}\mathbf{u} &\leq -\mathbf{1}u_{min} + \mathbf{1}u(t-1) \end{aligned}$$

Inserindo estas restrições na forma quadrática

$$\begin{aligned} \min_v J &= \frac{1}{2} \mathbf{v}^T \bar{\mathbf{H}} \mathbf{v} + \bar{\mathbf{b}}^T \mathbf{v} \\ \text{sujeito a } \mathbf{A}\mathbf{u} &\leq \mathbf{c} \end{aligned}$$

tem-se:

$$\bar{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{\text{vazio}} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & s_{V_t} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & s_{E_i} \end{bmatrix}, \quad \bar{\mathbf{b}} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_{\text{vazio}} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{T} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ -\mathbf{T} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{G}_{V_t vazio} & -\epsilon_{V_t} & \mathbf{0} \\ \mathbf{G}_{E_i vazio} & \mathbf{0} & -\epsilon_{E_i} \\ \mathbf{0} & -\epsilon_{V_t} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & -\epsilon_{E_i} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{c} = \begin{bmatrix} \mathbf{u}_{max} - \mathbf{1}u(t-1) \\ \mathbf{1}u(t-1) - \mathbf{u}_{min} \\ \mathbf{y}_{max}V_t - \mathbf{y}_{fr}V_t \\ \mathbf{y}_{max}E_i - \mathbf{y}_{fr}E_i \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}.$$

O termo  $\mathbf{H}_{vazio}$  é uma matriz contendo os termos da matriz dinâmica,  $\mathbf{G}_{vazio}$ , e os fatores de ponderação  $\mathbf{q}$  e  $\mathbf{r}$ , isto é,  $\mathbf{H}_{vazio} = 2(\mathbf{G}_{vazio}^T \mathbf{q} \mathbf{G}_{vazio} + \mathbf{r})$ ;  $\mathbf{T}$  é uma matriz triangular inferior  $N_u \times N_u$  cuja parte não-nula é unitária;  $\mathbf{1}$  é a matriz  $(N_2 - N_1) \times 1$  composta de elementos unitários e  $\mathbf{f}_{vazio}$  é definido como  $\mathbf{f}_{vazio} = 2(\mathbf{G}_{vazio}^T \mathbf{q}^T (\mathbf{y}_{fr} - \mathbf{Refk})^T)$ . O vetor  $\mathbf{Ref}$  é o vetor contendo os valores de referência e  $\mathbf{k}$  é um vetor de 1s com dimensão apropriada. As matrizes  $-\epsilon_{V_t}$  e  $-\epsilon_{E_i}$  são matrizes diagonais de ordem definida pelo tamanho do horizonte de predição de cada restrição.

Na matriz  $\mathbf{c}$ ,  $\mathbf{y}_{fr}$  é a resposta livre do sistema;  $\mathbf{y}_{fr}(\cdot)$  é, conforme designado anteriormente, a resposta livre armazenada para cada variável, relacionada pelo índice  $(\cdot)$ . Em todas as matrizes acima, os elementos  $\mathbf{0}$  são matrizes complementares para cumprir os requisitos dimensionais de  $\mathbf{c}$ ,  $\bar{\mathbf{H}}$  e  $\bar{\mathbf{b}}$ , tendo dimensões apropriadas,  $\mathbf{s}_{V_t}$  e  $\mathbf{s}_{E_i}$  são, respectivamente, as penalizações sobre a tensão terminal e corrente de campo.

Note que nas matrizes  $\mathbf{A}$  e  $\mathbf{c}$ , não aparece diretamente a restrição LVHz, pois no algoritmo de controle esta está relacionada com a restrição LVt, sendo usada apenas a variável da restrição LVt para representar qual é a restrição com menor limite.

2. Máquina operando sob carga: Quando a MS está em carga, a tensão terminal deve permanecer entre 0,9 pu e 1,1 pu e levar em consideração o limite máximo da relação volts/hertz, que é a razão entre a tensão terminal e a velocidade da máquina em pu.

Neste modo de operação, além das restrições formuladas anteriormente, outras restrições são habilitadas. São elas:

- Restrição suave da corrente reativa (LCR)

Esta restrição realiza a função desempenhada pela restrição de corrente estatórica (LCE). Utiliza-se o valor medido da corrente ativa ( $I_r$ ) para transformar o valor limite da corrente estatórica ( $I_t$ ) em um limite de corrente reativa ( $I_x$ ). Com o auxílio da Equação (2.14) (Seção 2.2.1), é possível chegar à seguinte relação:

$$\lim_{I_x} = \sqrt{\lim_{I_t^2} - I_r^2}$$

Assim, a restrição é implementada com limite mínimo em  $-lim_{I_x}$  e máximo em  $lim_{I_x}$ . Esta restrição é habilitada somente com a MS operando com carga. Seus limites serão referenciados com  $y_{max}I_x$  e  $y_{min}I_x$  para limite máximo e mínimo, respectivamente.

A restrição suave da corrente reativa para a MS operando em carga, fica então:

$$\begin{aligned} y_{min}I_x - \epsilon_{I_x} &\leq I_x(t+j) \leq y_{max}I_x + \epsilon_{I_x} & 0 \leq j \leq Nr3 \\ \mathbf{G}_{I_x} \mathbf{u} - \epsilon_{I_x} &\leq \mathbf{1}y_{max}I_x - \mathbf{y}_{fr}I_x \\ -\mathbf{G}_{I_x} \mathbf{u} - \epsilon_{I_x} &\leq -\mathbf{1}y_{min}I_x + \mathbf{y}_{fr}I_x. \end{aligned}$$

$\mathbf{G}_{I_x}$  é a matriz dinâmica de resposta ao degrau para a MS operando em carga para  $I_x$ ,  $Nr3$  é o horizonte de predição de  $I_x$  e  $\epsilon_{I_x}$  é a variável de suavização para a restrição, com  $\epsilon_{I_x} > 0$ .

- Restrição suave de subexcitação (LSE)

O limitador de subexcitação leva em consideração a combinação linear da tensão terminal ( $V_t$ ) e das correntes ativa ( $I_r$ ) e reativa ( $I_x$ ) e é dado pela expressão

$$y_{Lse} = -K_{V_t}V_t + K_{I_r}I_r + K_{I_x}I_x < 0 \quad (4.2)$$

O objetivo desta restrição é não permitir que o valor de  $y_{Lse}$  fique positivo. Quando cargas capacitivas na rede elétrica<sup>1</sup> provocam a elevação da tensão terminal do gerador, ficando acima do valor de referência, o regulador de tensão faz a redução da corrente de excitação provocando a absorção de potência reativa e trazendo de volta o valor da tensão terminal correspondente ao valor de referência ajustado. Porém, uma redução da corrente de excitação para valores muito baixos pode comprometer a capacidade da máquina de se manter em sincronismo com a rede elétrica. A restrição de subexcitação detecta esta região de operação perigosa e intervém provocando a elevação da corrente de campo até que o ponto de operação da máquina venha para uma posição dentro da porção direita do diagrama de capacidade (ver Figura 4.1) (Guimaraes, 2003).

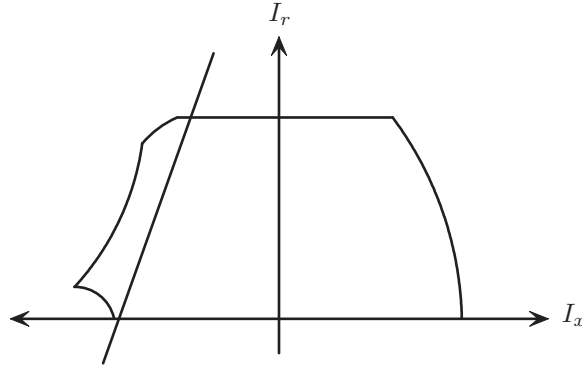
No controle clássico, a variável resultante da soma das três variáveis na Equação 4.2, é filtrada e estimula um bloco não linear que amplifica apenas sinais positivos. O sinal resultante passa por um compensador e age no sentido de aumentar a tensão, sendo somado à referência do RT (Zeni Jr, 1987). No controlador MPC, este valor é implementado como uma restrição a não ser violada, sendo que, quando a violação é prevista, o controlador intervém no sinal de controle.

O ajuste dos coeficientes  $K_{V_t}$ ,  $K_{I_r}$  e  $K_{I_x}$  podem definir uma linha limiar de atuação do dispositivo e posicionar tal linha de maneira a evitar a operação da MS próxima

<sup>1</sup>Como por exemplo, linhas de transmissão em Extra Alta Tensão (EAT) longas operando a vazio.

ao limite de estabilidade e, eventualmente, evitar também, a operação com a armadura em sobrecarga (Zeni Jr, 1987).

A Figura 4.1 ilustra a linha de atuação do dispositivo, sendo que a linha de atuação obedece a um critério conservativo, utilizando-se o limite de estabilidade prático da curva de capacidade. Esta restrição é habilitada somente com a MS operando com carga, possuindo apenas limite máximo, que será referenciado com  $y_{max}Lse$ .



**Figura 4.1:** Curva de capacidade mostrando a linha de atuação do LSE. Adaptada de Zeni Jr (1987)

A restrição suave de sub-excitação, possui apenas limite máximo, formulada da seguinte forma:

$$y_{min}Lse \leq Lse(t+j) \leq y_{max}Lse \quad 0 \leq j \leq Nr4$$

$$\mathbf{G}_{Lse}\mathbf{u} - \epsilon_{Lse} \leq \mathbf{1}y_{max}Lse - \mathbf{y}_{fr}Lse$$

$\mathbf{G}_{Lse}$  é matriz dinâmica de resposta ao degrau para a MS operando em carga para  $Lse$ ,  $Nr4$  é o horizonte de predição de  $Lse$  e  $\epsilon_{Lse}$  é a variável de suavização para a restrição, com  $\epsilon_{Lse} > 0$ .

Neste modo de operação, todas as restrições ficam à disposição do otimizador quadrático para o cálculo do controle futuro. Inserindo as restrições na forma quadrática tem-se:

$$\bar{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{carga} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & sV_t & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & sE_i & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & sI_x & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & sLse \end{bmatrix}, \quad \bar{\mathbf{b}} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_{carga} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix},$$



$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{T} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ -\mathbf{T} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{G}_{V_t carga} & -\epsilon_{V_t} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{G}_{E_i carga} & \mathbf{0} & -\epsilon_{E_i} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ -\mathbf{G}_{E_i carga} & \mathbf{0} & -\epsilon_{E_i} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{G}_{I_x} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & -\epsilon_{I_x} & \mathbf{0} \\ -\mathbf{G}_{I_x} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & -\epsilon_{I_x} & \mathbf{0} \\ \mathbf{G}_{Lse} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & -\epsilon_{Lse} \\ \mathbf{0} & -\epsilon_{V_t} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & -\epsilon_{E_i} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & -\epsilon_{I_x} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & -\epsilon_{Lse} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{c} = \begin{bmatrix} \mathbf{u}_{max} - \mathbf{1}u(t-1) \\ \mathbf{1}u(t-1) - \mathbf{u}_{min} \\ \mathbf{y}_{max}V_t - \mathbf{y}_{fr}V_t \\ \mathbf{y}_{max}E_i - \mathbf{y}_{fr}E_i \\ \mathbf{y}_{fr}E_i - \mathbf{y}_{min}E_i \\ \mathbf{y}_{max}I_x - \mathbf{y}_{fr}I_x \\ \mathbf{y}_{fr}I_x - \mathbf{y}_{min}I_x \\ \mathbf{y}_{max}Lse - \mathbf{y}_{fr}Lse \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}.$$

O termo  $\mathbf{H}_{carga}$  é uma matriz contendo os termos da matriz dinâmica,  $\mathbf{G}_{carga}$ , e os fatores de ponderação  $\mathbf{q}$  e  $\mathbf{r}$ , isto é,  $\mathbf{H}_{carga} = 2 * (\mathbf{G}_{carga}^T * \mathbf{q} * \mathbf{G}_{carga} + \mathbf{r})$ ;  $\mathbf{T}$  é uma matriz triangular inferior  $N_u \times N_u$  cuja parte não-nula é unitária;  $\mathbf{1}$  é a matriz  $(N_2 - N_1) \times 1$  composta de elementos unitários e  $\mathbf{f}_{carga}$  é definido como  $\mathbf{f}_{carga} = 2 * (\mathbf{G}_{carga}^T * \mathbf{q}^T * (\mathbf{y}_{fr} - \mathbf{Ref} * \mathbf{k})^T)$ . O vetor  $\mathbf{Ref}$  é o vetor contendo os valores de referência e  $\mathbf{k}$  é um vetor de 1s com dimensão apropriada. As matrizes  $-\epsilon_{V_t}$ ,  $-\epsilon_{E_i}$ ,  $-\epsilon_{I_x}$  e  $-\epsilon_{Lse}$  são matrizes diagonais de ordem definida pelo tamanho do horizonte de predição de cada restrição.

Na matriz  $\mathbf{c}$ ,  $\mathbf{y}_{fr}$  é a resposta livre do sistema;  $\mathbf{y}_{fr}(\cdot)$  é a resposta livre armazenada para cada variável, relacionada pelo índice  $(\cdot)$ . Em todas as matrizes acima, os elementos  $\mathbf{0}$  são matrizes complementares para cumprir os requisitos dimensionais de  $\mathbf{c}$ ,  $\bar{\mathbf{H}}$  e  $\bar{\mathbf{b}}$ , tendo dimensões apropriadas.

Note, aqui novamente, que não aparece diretamente a restrição LVHz, sendo a comparação com a restrição LVt feito internamente, durante a execução do algoritmo.

Terminado a análise das restrições, a formulação do algoritmo do controlador pode ser implementado conforme os procedimentos definidos no Capítulo 3. Explicações de como deve funcionar o controlador, tendo em vista o processo de excitação, são dadas na seção a seguir.

## 4.2 Sequenciamento de Operações do Gerador Relevantes para o RT

A seguir, são abordados de forma sucinta, os procedimentos de operação do gerador relevantes para o regulador de tensão (RT), que encontram-se definidos e normalizados na norma IEEE Std 1020-1988 (1988). Os procedimentos implicam em um determinado sequenciamento automático de operações realizadas pelo RT, que são retratadas nas Figuras 4.2 e 4.3. Nestes diagramas, apenas as operações realizadas pelo RT estão descritas, sendo que as de responsabilidade do regulador de velocidade (RV) não são mencionadas.

Na partida da máquina, tendo as pré-condições satisfeitas<sup>2</sup>, o regulador de velocidade comanda a abertura do distribuidor até a posição de partida e gradativamente a máquina é inicializada e acelerada próximo à velocidade síncrona (ver Figura 4.2).

Quando a velocidade da máquina está próxima do valor nominal, é aplicada a pré-excitação. A pré-excitação consiste em fornecer tensão até que a máquina gere tensão suficiente para alimentar a excitatriz. Nos casos em que a excitatriz utiliza a energia gerada pelo próprio gerador, faz-se necessário ainda um sistema que forneça energia enquanto a tensão terminal do gerador principal não for suficiente, sendo, normalmente, composto de um banco de baterias, o qual recebe o nome de sistema de pré-excitação.

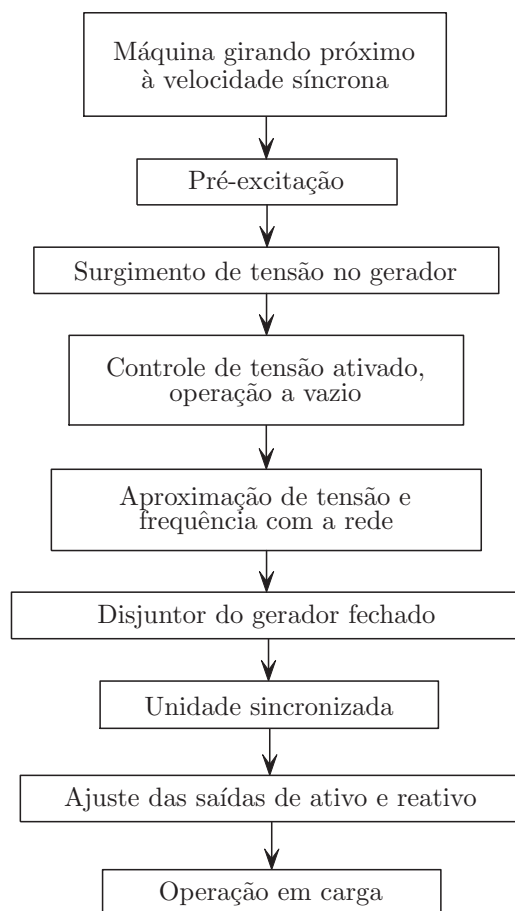
Após a pré-excitação, com o surgimento de tensão nos enrolamentos do estator da máquina, retira-se o sistema de pré-excitação da máquina, e a máquina se auto-excita, sendo feita a subida controlada da tensão até o valor nominal. Com a tensão terminal no valor nominal, ativa-se o controle de tensão da máquina. A partir daí começa-se a aproximação dos valores de nível de tensão, frequência, sequência de fases e ângulo de fase da máquina com os valores da rede, para operação em paralelo (Chapman, 1999). O processo de paralelismo e conexão de uma máquina, neste caso o gerador síncrono, com outra fonte é chamado de *sincronização* (IEEE Std 1020-1988, 1988). A sincronização pode ser feita de forma manual ou automática, sendo a automática feita com o auxílio de um sincronoscópio<sup>3</sup>.

Quando a frequência está sincronizada e o valor da tensão da máquina está muito próxima da tensão da rede, ocorre o fechamento do disjuntor que conecta a máquina à rede e

---

<sup>2</sup>As pré-condições podem ser definidas como as condições mínimas para a inicialização dos procedimentos de partida da máquina, como por exemplo nível normal de água, dispositivos de proteção reinicializados, sistemas de óleo, ar e água de resfriamento funcionando, entre outros (IEEE Std 1020-1988, 1988).

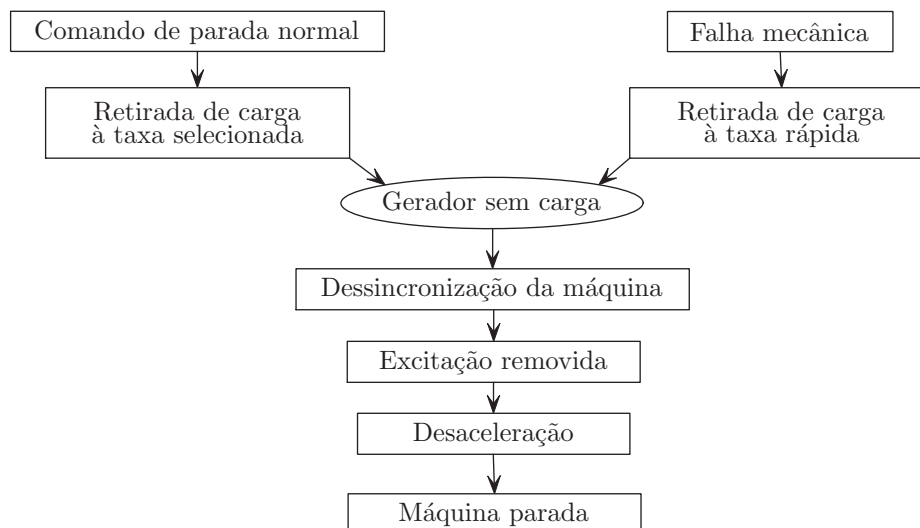
<sup>3</sup>Um sincronoscópio é um instrumento que mede a diferença de ângulo de fase entre uma das fases dos dois sistemas.



**Figura 4.2:** Início de operação da máquina.  
Adaptada de IEEE Std 1020-1988 (1988)

diz-se que a unidade está sincronizada. Se este procedimento for feito corretamente, nenhum surgimento de fluxo de corrente ocorrerá nos condutores quando o disjuntor for fechado (IEEE Std 1020-1988, 1988; Chapman, 1999). Depois de feito a sincronização ou o paralelo, atua-se no RV da máquina de forma que a potência ativa fornecida pelo gerador à rede atinja o valor pretendido e atua-se no circuito de excitação do gerador de forma que a potência reativa, fornecida pelo gerador à rede, atinja também o valor pretendido. A partir daí então, a máquina está operando conectada à rede e em carga.

O processo de desligamento da máquina da rede pode ocorrer por comando de usuário, falha mecânica ou falha elétrica. O comando de usuário é um comando de parada normal, com a retirada de carga sendo feita a uma taxa selecionada. No caso de uma falha mecânica (ver Figura 4.3) ou elétrica, a retirada de carga é feita a uma taxa rápida.



**Figura 4.3:** Desexcitação da máquina por comando ou falha mecânica. Adaptada de IEEE Std 1020-1988 (1988)

Em todos os casos, a carga é retirada do gerador, alternando o modo de controle para o modo de controle de potência reativa (caso não exista falha de medição de potência) e fazendo a dessincronização da máquina com a abertura do disjuntor que conecta a máquina à rede. Após isso é feita a desexcitação da máquina, levando a referência a zero. Após isso, o RV retira a alimentação da turbina e a unidade desacelera até parar, podendo ser usado freios para aumentar a desaceleração da mesma.

Agora, tendo uma melhor visão de como é feito o processo de sequenciamento de operação do gerador, apontam-se a seguir, algumas especificações de funcionalidades, que não foram abordadas na formulação do problema de controle, inclusive informações adicionais sobre as restrições.

## 4.3 Especificações de Projeto e Desempenho para a Malha de Controle do RT

As especificações de operação de regime permanente e transitório para sistemas de excitação estática relacionados abaixo, são valores baseados na política de controle da empresa REIVAX podendo variar de fabricante para fabricante. As especificações são:

- Excitação inicial em rampa com duração de até 20 s e sobressinal de até 3%.
- Máquina operando sem carga:

O seguimento de referência para tensão terminal com a máquina operando sem carga deve ter erro máximo de 0,5% e sobressinal de até 8%.
- Máquina operando sob carga:

Nesse modo de operação, o seguimento de referência de tensão terminal deve apresentar com erro máximo de 0,5% e sobressinal de até 5%;

O tempo de subida de tensão deve ser de 0,25 s e o tempo de estabilização deve ocorrer dentro de 1,5 s;

Os requisitos devem ser cumpridos para:

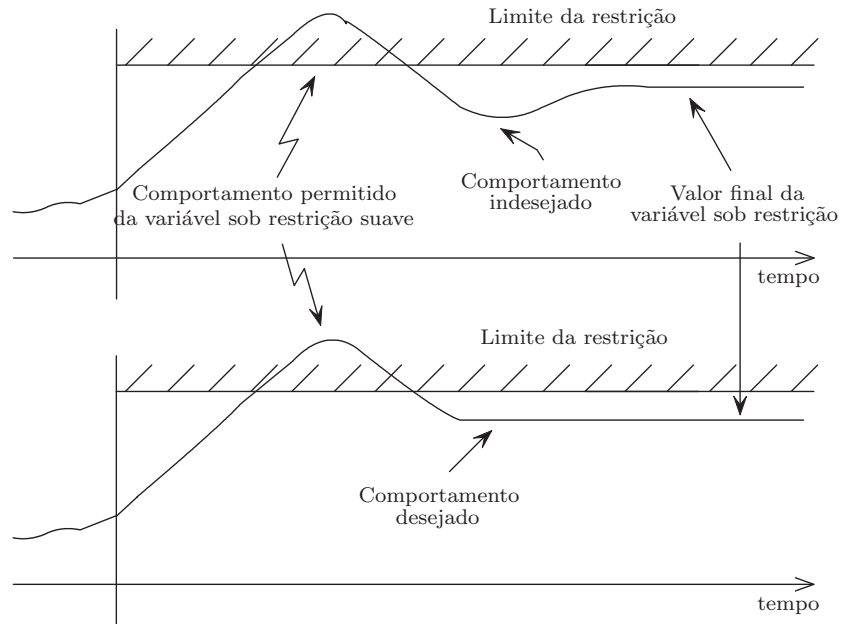
  - qualquer tensão entre 90% e 110% do valor nominal;
  - qualquer frequência entre 95% e 105% do valor nominal;
  - qualquer corrente de campo e terminal na faixa de operação do gerador.
- Sob rejeição de carga:

A tensão terminal deve ficar inferior a 1,2 pu e ser restabelecida a uma faixa de 5% da referência em um tempo de 0,5 s;

Após o tempo de assentamento, o seguimento de referência deve apresentar erro máximo de 0,5%, mantendo também a velocidade menor que a sobrevelocidade máxima do conjunto.
- Restrição de subexcitação (LSE):

Se o valor limitante dessa restrição,  $y_{Lse}$ , for violado, o tempo necessário para que o sistema retorne ao valor limite deve ser menor que 6 s e sem oscilação. Quando se referir a oscilação da restrição, a Figura 4.4 descreve o comportamento desejado e indesejado da variável sob restrição.
- Restrição de corrente de campo (LCC):

Caso o valor da corrente de campo máxima ou mínima for violada, o sistema deve retornar aos seus valores limites com um tempo menor que 6 s.



**Figura 4.4:** Comportamento desejado e indesejado da variável sob restrição.

- Restrição de corrente estatórica (LCE):

Quando ocorrer a violação do valor limitante dessa restrição, que é relacionada à restrição de corrente reativa, o sistema deve retornar ao seu valor limite de corrente estatórica dentro de um tempo menor que 15 s.

- Restrição da relação volts/hertz (LVHz):

Caso o sistema apresente violação do valor limite dessa restrição, o mesmo deve voltar ao seu valor limitante dentro de um tempo menor que 15 s e sem oscilação.

Uma vez exposto estes requisitos, percebe-se que o problema de controle está sujeito a várias índices de desempenho e ao mesmo tempo abrange várias limitações a serem cumpridas.

#### 4.4 Proposta de sintonia dos horizontes de predição e ponderações

Para cumprir os requisitos de funcionalidades citados acima, o sistema deve ser sintonizado de modo que todo o processo de controle, envolvendo o cálculo do melhor controle, possa ser realizado em tempo mínimo possível. Esta seção destina-se a encontrar uma proposta de sintonia para o controlador.

O ajuste dos coeficientes de ponderação e dos horizontes foi realizado a partir de levantamentos estatísticos visando uma melhor resposta do sistema frente a perturbações e condições adversas, como também a um bom desempenho computacional.

A sintonia obtida é diferente para cada modo de controle, bem como para os casos de operação a vazio e para operação conectada à rede. Por isso a sintonia pode ser alterada durante o funcionamento pelo supervisor. Após a obtenção desta sintonia padrão, os parâmetros são alterados de forma manual com vista a atingir os requisitos de controle especificados. Em ONS (2009), encontram-se normatizados os requisitos de tempo de resposta e sobressinal para reguladores de tensão, utilizados para verificar se o algoritmo desenvolvido satisfaz às especificações.

#### 4.4.1 Coeficientes de ponderação e horizontes de predição do controlador

O propósito da análise feita aqui, é obter valores baixos para o horizonte de predição  $N$  e horizonte de controle  $Nu$ , que gerem baixo tempo computacional. Existem vários meios de análise para isso, mas para o trabalho desenvolvido aqui, optou-se por utilizar o fator de erro quadrático, levando em consideração o sinal de referência da tensão, representado por  $V_{ref}$  e o sinal de saída de tensão, representado pela tensão terminal  $V_t$ . O erro quadrático foi considerado fazendo uso da Integral de Erro Quadrático (ISE) (do inglês *Integral of Square Error*), que pode ser obtida fazendo uso da Equação 4.3

$$ISE = \int_0^{\infty} e^2(t)dt \quad (4.3)$$

ou no caso de um vetor de parâmetros

$$ISE = \int_0^{\infty} ee^T(t)dt \quad (4.4)$$

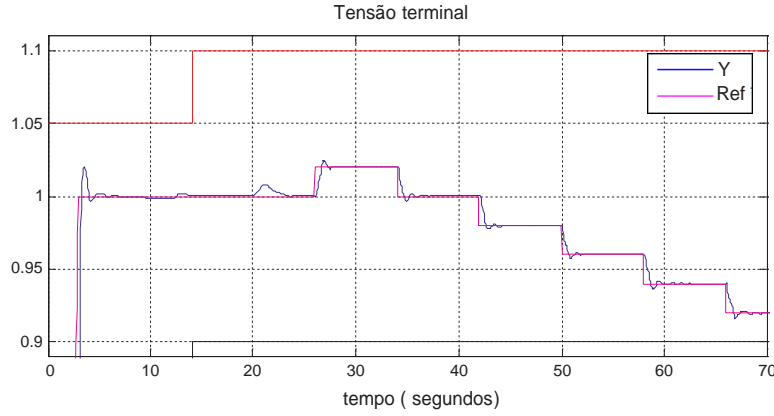
O vetor de erro  $e$ , pode ser obtido considerando o sinal de referência ( $V_{ref}$ ) subtraído o sinal de saída ( $V_t$ ), ou seja

$$e = V_{ref} - V_t$$

Tendo definido utilizar o fator de erro quadrático, foram realizadas simulações, variando-se randomicamente alguns parâmetros de sintonia do controlador MPC desenvolvido. Os parâmetros que sofreram variação foram o horizonte de predição  $N$ , horizonte de controle  $Nu$  e fator de ponderação  $r$ , responsável pela ponderação de controle. Após uma prévia análise dos dados, encontrou-se uma faixa de valores para os parâmetros que, servindo de sintonia para o controlador, cumpriam os requisitos de projetos.

Nas simulações feitas, aplicou-se degrais positivos e negativos na tensão de referência, com duração total de 140 s cada simulação. Porém, o intervalo de tempo considerado na análise foi entre os instantes de 20 s e 70 s, e feita a análise apenas nos intervalos de tempo em que ocorrem a troca de referência para a tensão terminal, sendo os intervalos de tempo

compreendidos entre 25 s e 30 s, 32 s e 38 s, 40 s e 45 s, 48 s e 53 s, 56 s e 63 s. Na Figura 4.5, é mostrada uma das simulações e o intervalo de tempo considerado.



**Figura 4.5:** Intervalo de tempo considerado na análise dos parâmetros

A este conjunto de dados foi aplicado a análise de erro entre o sinal de referência ( $V_{ref}$ ) subtraído o sinal de saída ( $V_t$ ). Na Figura 4.6 encontra-se, com seus valores normalizados, a relação entre o erro  $ISE$  e os parâmetros  $Nu$  e  $N$ .

Aqui, quando for mencionado o termo normalização, significa que foi dividido os conjuntos de dados por uma variável comum para cancelar o efeito da variável nos dados, dada pela expressão seguinte. Assim, as características básicas dos conjuntos de dados podem ser comparadas.

$$\text{valor normalizado} = \frac{\text{valor do dado}}{\text{fator de escala}}.$$

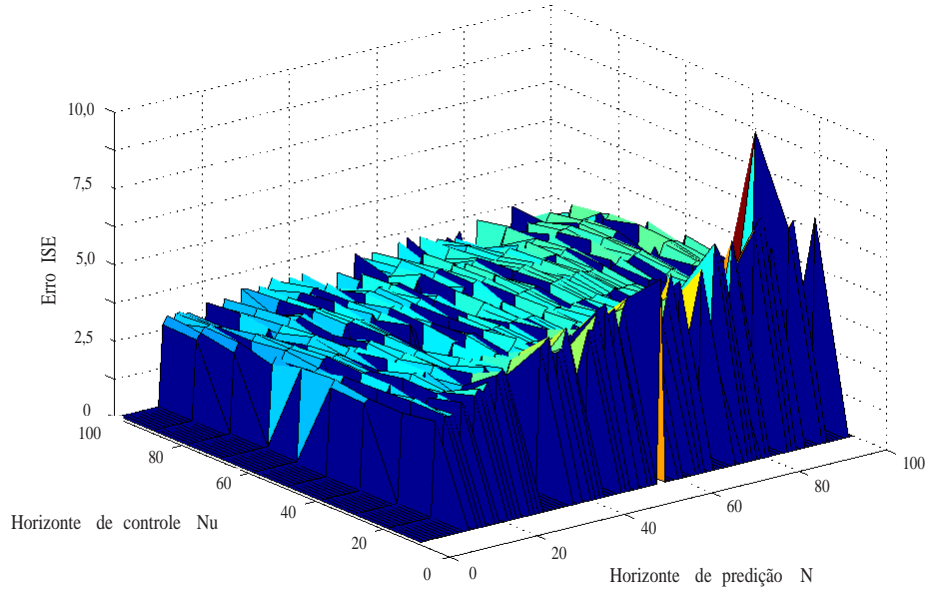
Com a finalidade de diminuir o tempo de processamento das informações, esperava-se obter um valor baixo para o valor de  $N$  e  $Nu$ , ficando o parâmetro de ponderação do controle  $r$  com uma certa flexibilidade de variação. Assim, a escolha do valor do horizonte de predição  $N$  e do horizonte de controle  $Nu$ , foram tomados em um intervalo levando em consideração os menores valores possíveis.

A realização e estudo de várias simulações, demonstrou uma certa relação entre os parâmetros de ponderação  $q$  e  $r$ . Assim, optou-se em manter fixo a de ponderação  $q$  e variar somente a ponderação  $r$ , relacionada à penalização da movimentação do atuador.

#### 4.4.2 Coeficientes de ponderação e horizontes de predição das restrições

Para a configuração dos horizontes de predição das restrições, não foram realizados inúmeras simulações seguidas de análise estatística. Algumas simulações foram feitas e optou-





**Figura 4.6:** Relação entre os parâmetros de sintonia e erro quadrático

se em manter os horizontes de predição das restrições com configurações iguais e o valor na predição com um valor pequeno, pois apresentaram uma boa atuação apresentando baixo custo computacional.

As ponderações das restrições foram configuradas de maneira semelhante, porém foi dado uma ponderação maior à penalização da restrição de tensão terminal  $V_t$ .

## 4.5 Funcionamento e Simulação do Controlador

Uma simulação será apresentada aqui com o controlador desenvolvido. A implementação do algoritmo MPC seguiu o procedimento de um algoritmo padrão. A princípio, os procedimentos apontados na Seção 4.2 são seguidos, levando em consideração as especificações dadas na Seção 4.3.

Conforme feito no Capítulo 2, Seção 2.5, o modelo tem seus dados de entrada, dados de saídas e parâmetros. Para o ensaio a ser realizado aqui, os valores dos parâmetros são apresentados abaixo.

- Entradas

Tensão de excitação de campo  $E_{fd} = 1$ ;

Potência mecânica na turbina  $P_m = 0$ ;

Reatância externa  $X_e = 99999999$ ;

Tensão da barra infinita  $E_{barra} = 1$ .

- Horizontes (valores normalizados)

Horizonte de predição mínimo  $N1 = 1$ ;

Horizonte de predição máximo  $N2 = 100$ ;

Horizonte de controle  $Nu = 1$ ;

Parâmetros do modelo

$$X_d = 0.87$$

$$X'_d = 0.31$$

$$X''_d = 0.25$$

$$X_q = 0.647$$

$$X_l = 0.12$$

$$\omega_0 = 60Hz$$

$$T'_{d0} = 4.17$$

$$T''_{d0} = 0.05$$

$$T''_{q0} = 0.1$$

$$A_g = 0.01437$$

$$B_g = 7.93509$$

$$D = 0.05$$

$$2H = M = 7.7$$

- Restrições

tensão terminal máxima = 1.1;

tensão terminal mínima = 0.92;

corrente de campo mínimo = 0.5;

corrente terminal máxima = 2.2.

A simulação desenvolvida a seguir foi feita usando um computador Mobile AMD Sempron Processor 3400+ 1.59GHz, com 480 MB de RAM. Como o modelo utilizado para o controlador preditivo e o modelo da planta estavam embarcados no mesmo *hardware*, os períodos de amostragem, tanto do modelo e da planta são considerados iguais e valem 0,05 s. A escolha do valor do período de amostragem foi feita assumindo-se que com este valor o controle consegue abranger as possíveis mudanças na saída da planta. Uma outra consideração na escolha deste valor é que, com um período de amostragem menor, o otimizador não consegue realizar o cálculo do melhor controle dentro do tempo previsto como necessário para enviar uma ação de controle, sendo então o valor de capacidade de processamento do *hardware* atual usado para a simulação um fator limitante à diminuição deste valor. É bom

ressaltar aqui também, que as simulações levam em consideração o valor da reatância externa  $X_e$  como sendo de 0.2 pu.

Nas Figuras 4.7, 4.8 e 4.9 está representada uma manobra de excitação da MS, contendo a representação das principais variáveis do controlador. Inicialmente (ver primeiro gráfico da Figura 4.7), a MS está sem excitação de campo e sem tensão terminal. No tempo aproximado de 1 s a MS começa a ser excitada até que a tensão terminal atinja a tensão nominal de 1 pu na referência. Na figura parece existir um atraso de tempo, devido a ação do controle estar muito conservativo. No mesmo gráfico, pode-se notar que a restrição de tensão terminal (LVt) já está habilitada em um valor de 1.05 pu. O sinal de controle é mostrado pelo segundo gráfico logo abaixo, na mesma figura.

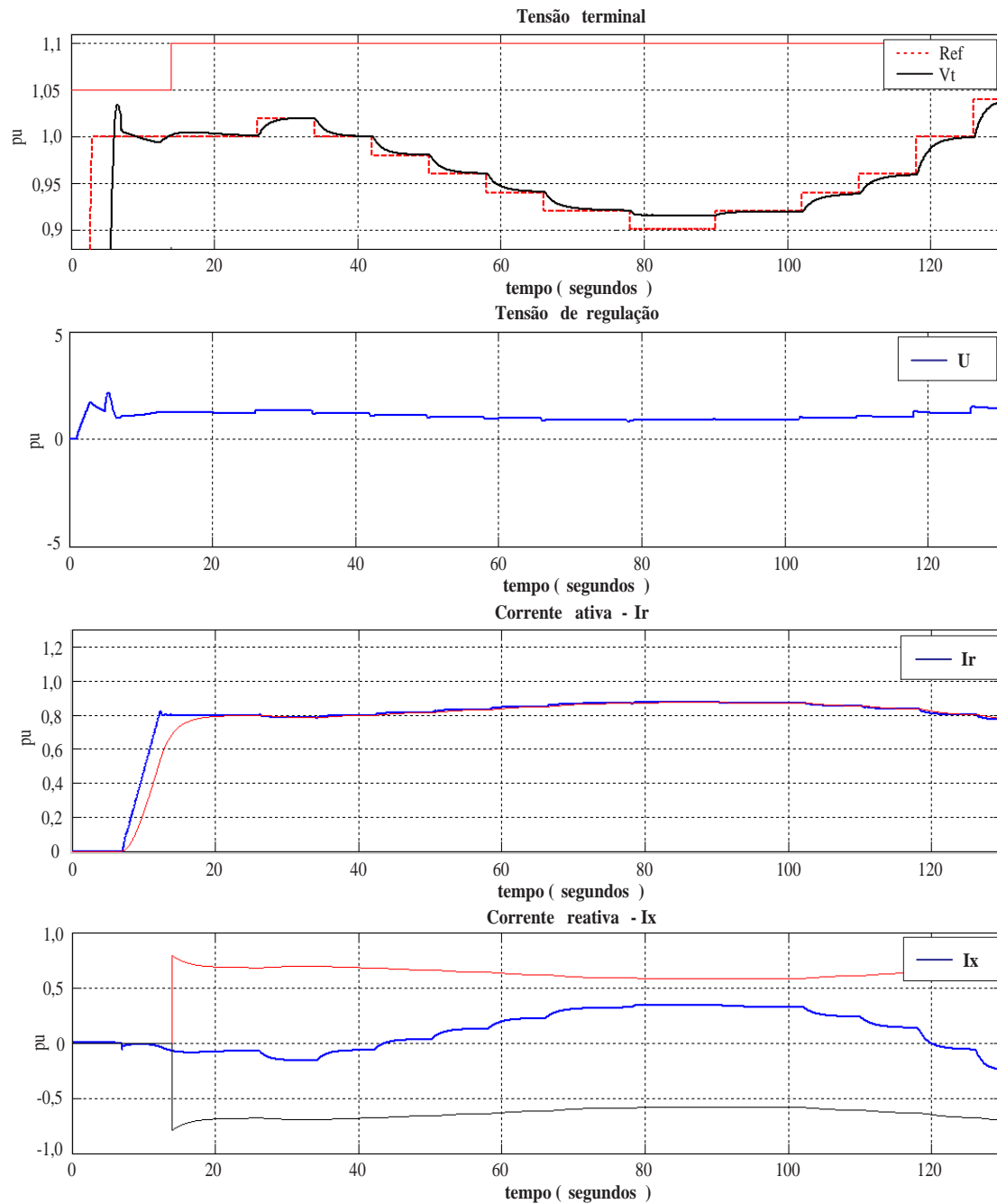
Nesse mesmo intervalo de tempo, paralelamente com a LVt, estão habilitadas as restrições de corrente de campo (LCC), com limite superior de 2.2 pu, e a restrição da relação volts/hertz (LVHz) com limite superior de 1.1 pu (ver Figura 4.8). Aproximadamente no instante de tempo 5 s (aqui também parece existir um atraso), a máquina é sincronizada, e ajusta-se a potência ativa, conforme visto na Figura 4.9. O fornecimento de potência ativa é representado pela potência mecânica  $P_m$ , que pode ser visto no gráfico da potência ativa, causando um aumento da potência elétrica  $P_e$ .

O aumento da potência ativa possui relação direta com o ângulo de carga e portanto isso faz com que o ângulo de carga aumente (ver Figura 4.9). Com a potência mecânica  $P_m$  ativa estabilizada em 0,8 pu, a potência elétrica  $P_e$  também estabiliza-se no mesmo patamar.

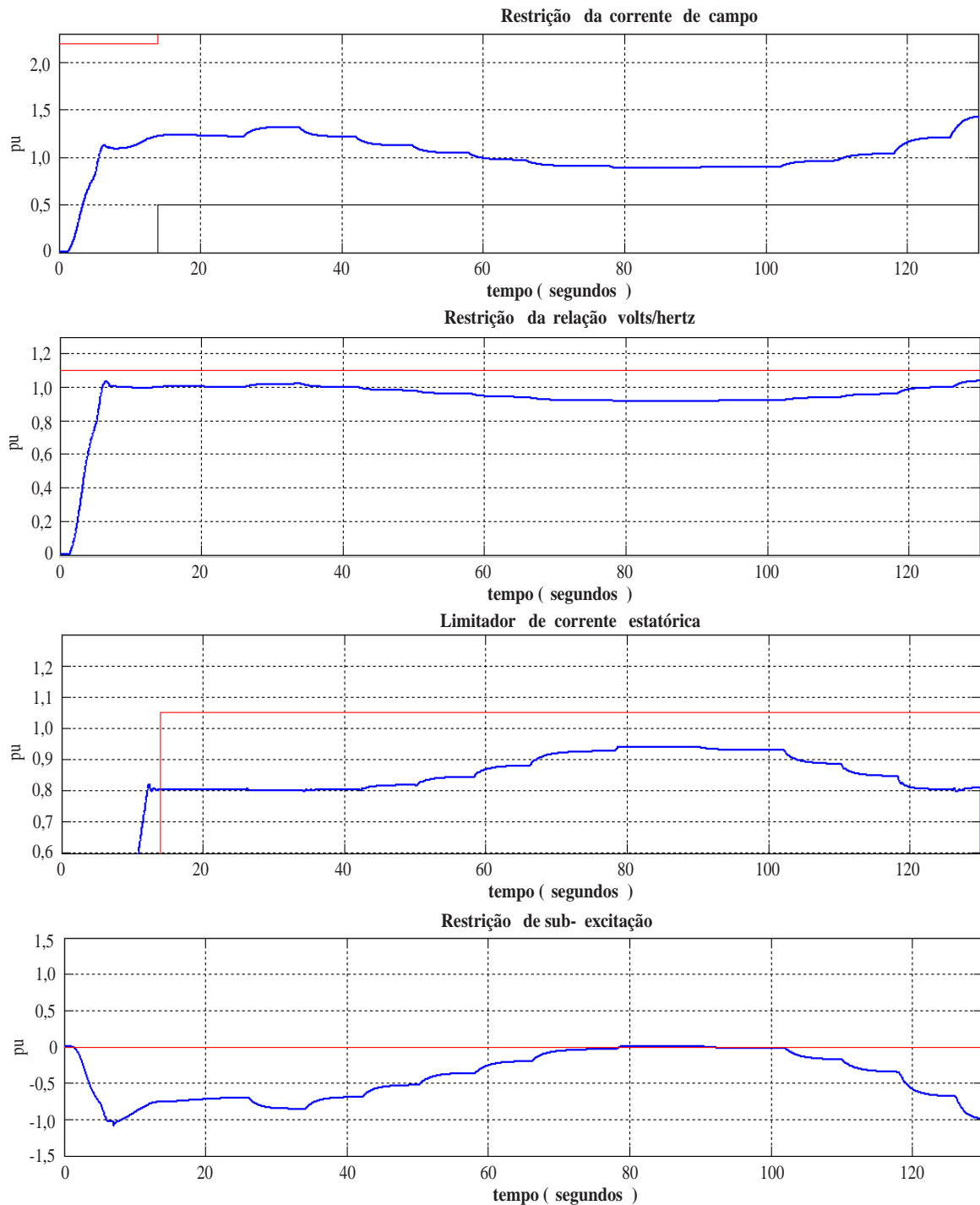
No instante de tempo aproximado de 12 s é, com a MS sincronizada e sob carga, é habilitando o limite inferior da LCC (ver Figura 4.8) e a restrição da corrente reativa (LCR) representada pela restrição de corrente estatórica (LCE), conforme visto também na Figura 4.8. O valor do limite máximo da LVt é alterado para 1.1 pu.

A partir desse instante, com a potência ativa fixa em 0.8 pu, começa-se a mudança de referência para testar a ação do controlador. Inicia-se com a aplicação de um degrau positivo de 0.2 pu no instante de tempo 26 s e mantido até o instante de tempo 34 s, e logo em seguida começa-se o decremento, de mesma amplitude, do valor referência da tensão terminal, até o instante de tempo aproximado de 80 s (ver Figura 4.7), com a intenção de levar a máquina à condição de subexcitada, condição relativa à parte esquerda do Diagrama  $P - Q$  representado na Figura 4.9.

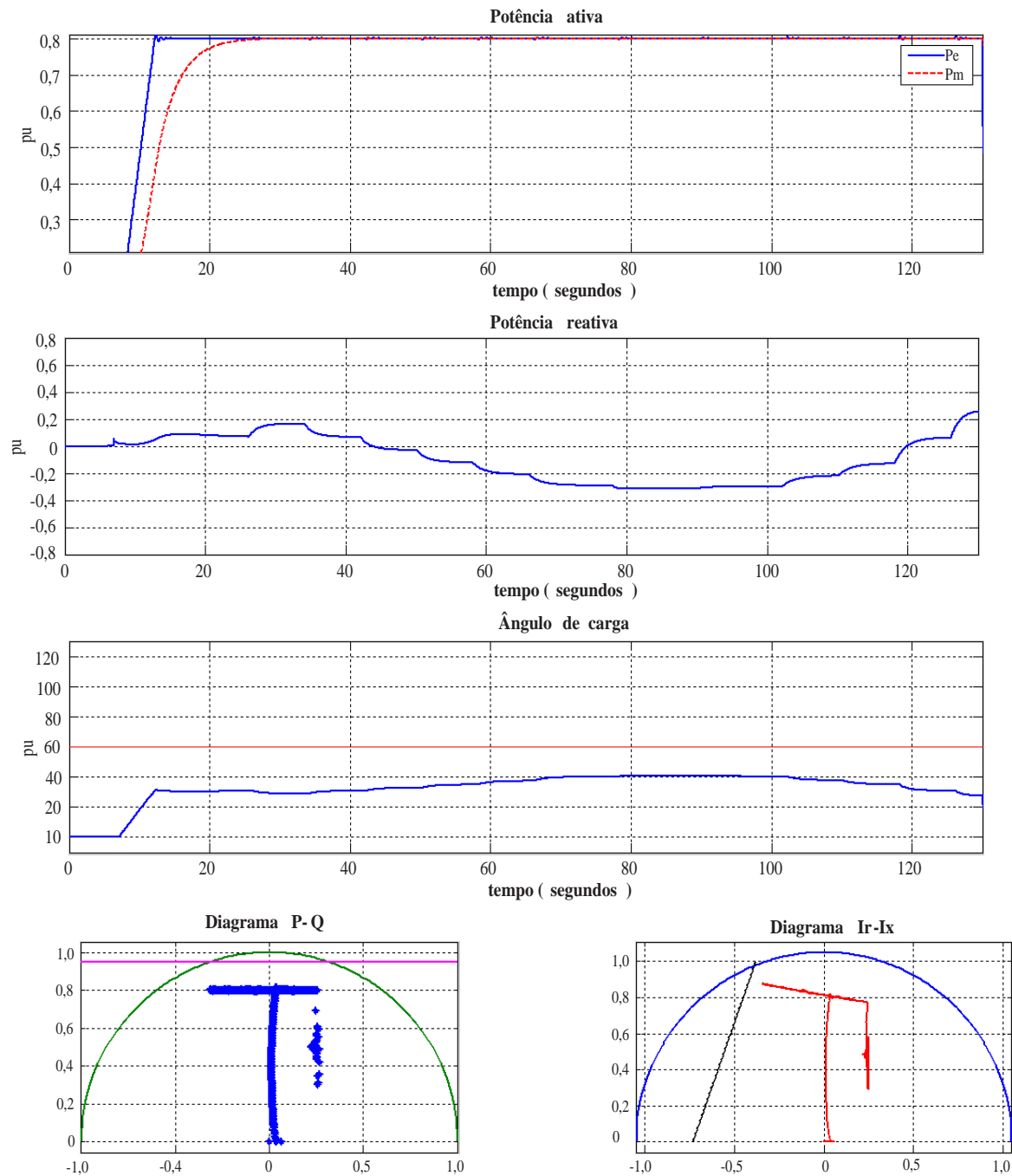
Nessa condição a MS tende a operar com tensão terminal de 0.8 pu, baixando a corrente de campo, o que pode ser visto no gráfico da restrição de corrente de campo (LCC), Figura 4.8. Com a MS funcionando sobre condição de subexcitação, a potência reativa fornecida pela mesma tende a diminuir (Observar Diagrama  $P - Q$  na Figura 4.9) e a MS começa a absorver potência reativa da rede. Sob esta condição também, há uma tendência de aumentar a corrente reativa  $I_x$  (Figura 4.7) e o sistema tende a ultrapassar o limite prático da estabi-



**Figura 4.7:** Tensão terminal, tensão de regulação, corrente ativa e reativa



**Figura 4.8:** Desempenho das restrições: LCC, LVHz, LCE e LSE



**Figura 4.9:** Potência ativa e reativa, ângulo de carga e diagramas  $P - Q$  e  $Ir - Ix$

lidade, o qual pode ser representado pela linha limitante na diagonal do Diagrama  $I_x - I_r$ , na Figura 4.9.

Este procedimento, porém, faz com que a restrição de subexcitação (LSE), monitorada pelo controlador, seja habilitada, conforme representada na Figura 4.8, nos instantes de tempo entre 80 s e 90 s. Com a atuação da LSE, auxiliando pelas outras restrições, o controle prevê a violação da restrição e age antecipadamente, trazendo a operação da MS novamente para a condição de fornecer potência reativa (ver Diagrama  $P - Q$  na Figura 4.9). Percebe-se nesta manobra, que o sinal de controle leva a referência para 0.9, porém a restrição LSE impede que a tensão terminal alcance este nível, como pode ser visto Figura 4.7.

Acima, os diagramas  $P-Q$  e  $I_r-I_x$  representam o comportamento do sistema quando a MS está operando no modo subexcitada e sobre-excitada e, estão relacionadas com o diagrama de capacidade da mesma. Inicialmente quando a MS está sem excitação, não existe nenhuma trajetória das linhas dentro de cada semi-círculo. À medida que a máquina vai sendo excitada, as linhas representadas em ambos os diagramas, porém distintas, assumem um determinado lugar geométrico, sendo que, quando a MS se aproxima do modo de trabalho subexcitado, elas tendem a ir em direção à esquerda e descrever trajetórias neste mesmo lado. De modo análogo, quando a MS tende a operar sobre-excitada, as linhas tendem a ir para a direita e descrever trajetória neste mesmo lado.

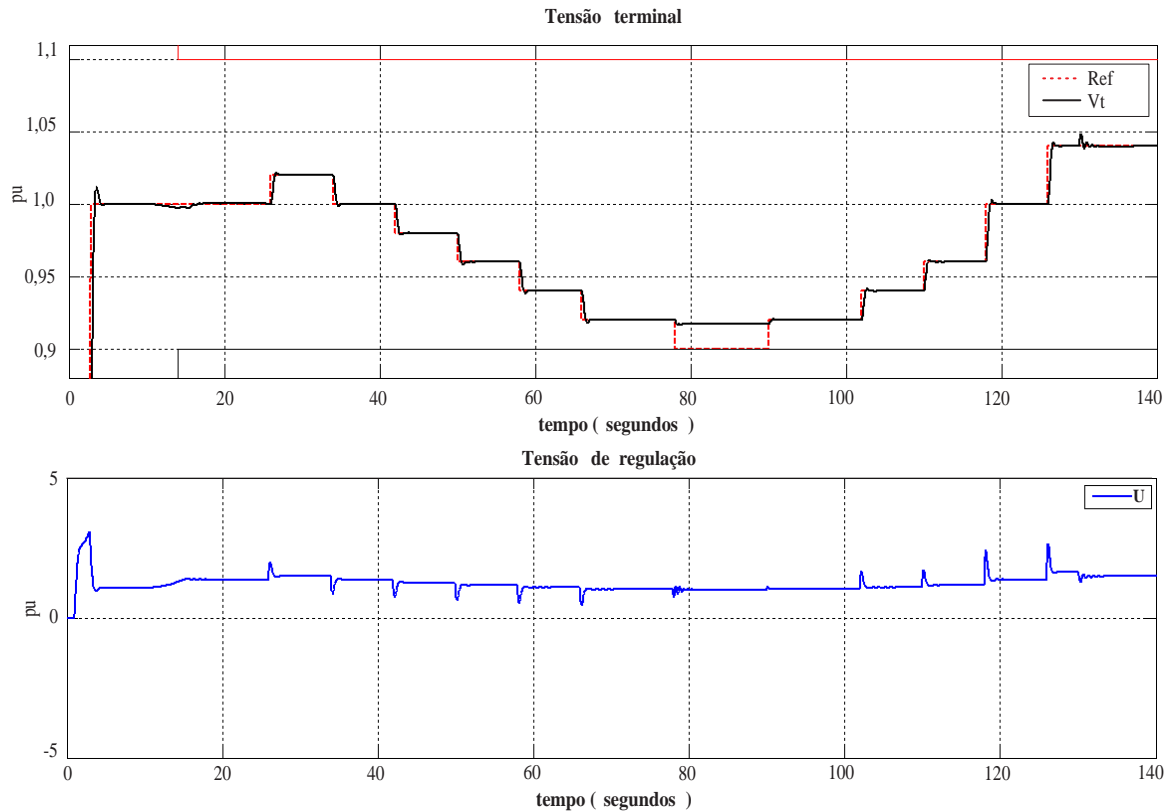
No diagrama  $I_r - I_x$ , o valor de  $I_x$  aumenta quando a máquina opera subexcitada, pois ela tem relação direta com  $P_e$  e inversa com  $V_t$ , sendo a relação dada por  $I_x = P_e/V_t$ .

Com este procedimento, percebe-se que o controlador contornou bem a situação da subexcitação, o que tenderia a levar a perda de sincronia da MS com a rede. A partir daí, começa-se a aumentar o valor de referência da tensão terminal, no instante de tempo aproximado de 90 s até o instante de tempo 130 s, conforme descrito no gráfico da Figura 4.7.

Ainda observando a tensão terminal na Figura 4.7, percebe-se que a mesma não apresenta oscilações apesar da MS estar operando subexcitada e nem apresenta instabilidade no sinal de controle. Mesmo com esta vantagem, não são cumpridos alguns dos requisitos do sistema conforme descrito nas especificações de controle. Nesta simulação, o tempo de rampa de excitação está sendo de 2 s, o que é um pouco exigente demais, pois nas especificações o mesmo deve ser de até 20 s.

Nas especificações consta que a MS operando com carga, a tensão terminal deve possuir tempo de assentamento de 1,5 s (ajustável), tempo de subida de 0,25 s (ajustável) e com sobressinal limitado a 5% (ajustável). Percebe-se que nesta simulação isto não ocorre. Porém, ajustes nos parâmetros do controlador, com o auxílio da análise do erro  $ISE$  menor que 0,08, mostraram, em outras simulações, ser possível cumprir facilmente estes requisitos, conforme representado na Figura 4.10. A Figura 4.11 é uma ampliação da Figura 4.10 para o sinal de

tensão terminal com degrau negativo entre os instantes de 32 s e 44 s e a Figura 4.12 é uma ampliação para o sinal de tensão terminal com degrau positivo entre os instantes 100 s e 120 s.



**Figura 4.10:** Desempenho do sistema com parâmetros relacionados ao erro  $ISE < 0,08$

Após o funcionamento do controlador demonstrar um bom desempenho, alguns testes foram feitos para testar a robustez do controlador. A análise foi obtida com o auxílio de histogramas, no MATLAB<sup>®</sup>, os quais não são apresentados aqui. O resultado dos testes são descritos de forma breve nas seções a seguir.

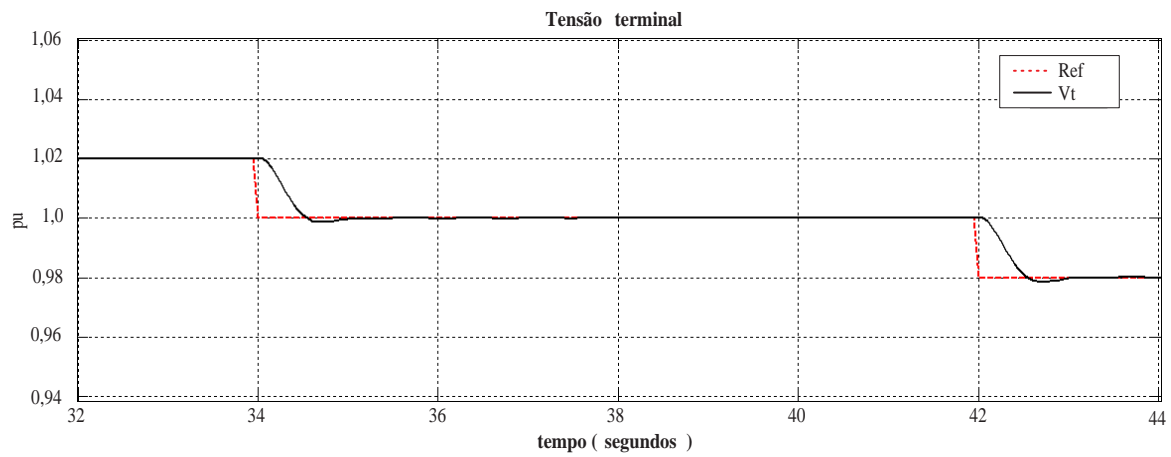
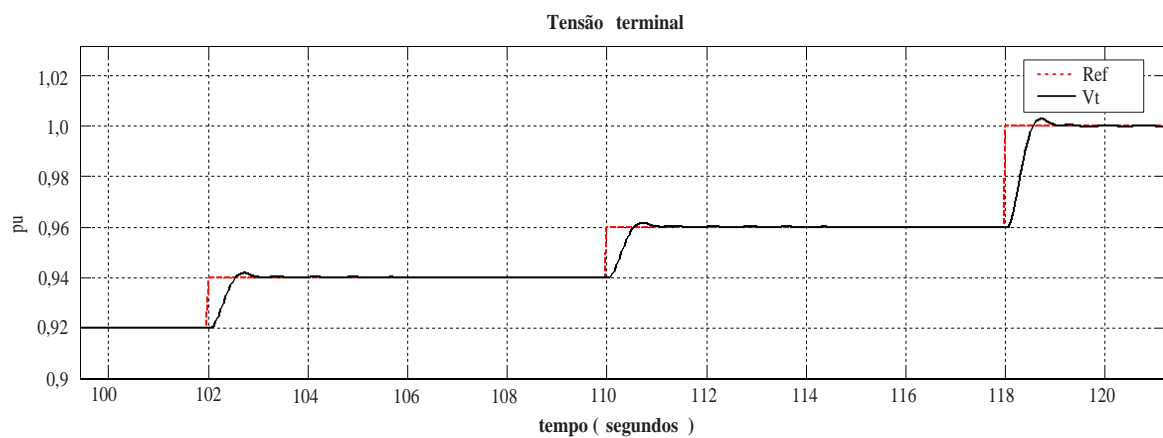
## 4.6 Robustez à Incerteza de Modelagem da MS

Com o intuito de verificar se o controlador apresentava robustez em relação à incerteza de modelagem da MS, foram realizadas simulações em que reduzia-se a referência com a máquina em carga até atingir uma região de subexcitação. O modelo de predição do controlador foi configurado com um conjunto fixo de parâmetros, enquanto os parâmetros da planta foram variados dentro dos intervalos de variação da Tabela 2.1.

Os resultados das simulações realizadas foram classificados em 5 categorias:

1. Estáveis e não oscilatórios



**Figura 4.11:** Tempo de assentamento para degrau negativo**Figura 4.12:** Tempo de subida, assentamento e sobressinal para degrau positivo

2. Oscilatórios em subexcitação, estabilizam com pequeno incremento de referência
3. Oscilatórios em subexcitação, estabilizam com grande incremento de referência
4. Oscilatórios em subexcitação, estabilizam com grande incremento de referência e redução de carga
5. Oscilatórios fora da região de subexcitação

A maioria das simulações, 97% dos casos, foram classificados nas categorias 1 ou 2. Considerou-se, portanto, que o controlador apresenta boa robustez com relação à variação dos parâmetros da máquina síncrona.

## 4.7 Robustez à Ocorrência de Curto-circuito

Da mesma forma que para os testes de robustez à incerteza de modelagem da máquina, foram realizadas simulações para avaliar a robustez do controlador à ocorrência de curto-circuito. Nas simulações realizadas, em 86% dos casos não houve perda de sincronia. Em todos, o sinal de controle saturou após o curto-circuito.

## 4.8 Influência da Inexatidão da estimação de $X_e$

Com o propósito de verificar a influência da divergência do parâmetro  $X_e$  do modelo e da planta, várias simulações foram feitas variando-se  $X_e$ . O intuito era quantificar uma provável margem de erro máxima na estimação do  $X_e$ , de modo que isso não comprometesse o funcionamento do MPC.

Sendo que as simulações visaram unicamente a análise do erro de modelagem relativo ao  $X_e$ , então os outros parâmetros do modelo foram configurados de modo que não existam outros erros de modelagem. Os parâmetros utilizados para a planta foram:

$$X_d = 0.87$$

$$X'_d = 0.31$$

$$X''_d = 0.25$$

$$X_q = 0.647$$

$$X_l = 0.12$$

$$A_g = 0.01437$$

$$B_g = 7.93509$$

$$D = 0.05$$

$$\omega_0 = 0$$

$$M = 2H = 7.7$$

$$T'_{d0} = 4.17$$

$$T''_{d0} = 0.05$$

$$T''_{q0} = 0.1$$

Os estímulos aplicados na planta foram os mesmos adotados nas verificações anteriores, conforme Seção 4.6. Apenas com a diferença que o valor de  $X_e$  é inicializado de maneira randômica na faixa de  $[0.05, 0.4]$ .

Foram criados 3 grupos, de acordo com os seguinte critérios:

- a) Modelo do MPC com  $X_e = 0.1$ ;
- b) Modelo do MPC com  $X_e = 0.2$ ;
- c) Modelo do MPC com  $X_e = 0.3$ .

Cada um desses grupos foi agrupado nas cinco categorias conforme apresentadas na seção anterior. Os resultados são apresentados na Tabela 4.1 para os 3 tipos de grupos.

De maneira geral, verificou-se que, quanto maior a divergência entre o  $X_e$  do modelo e  $X_e$  real, o sistema apresentava maior chance de ser oscilatório. Tal problema seria amenizado, se tivesse um meio de estimar o valor de  $X_e$  real.

## 4.9 Varredura do Diagrama $P - Q$

O objetivo deste teste, foi testar o funcionamento da MS em malha fechada com o MPC em diferentes condições operacionais. A finalidade era procurar regiões onde o sistema apresentasse comportamento não satisfatório e efetuar as correções necessárias. Caso uma região apresentasse tal comportamento, então poderia ser indícios de má implementação do controlador preditivo.

**Tabela 4.1:** Categorias de análise do parâmetro  $X_e$ 

Categorias	$X_e = 0.1$	$X_e = 0.2$	$X_e = 0.3$
Estáveis e não oscilatórios	58.8%	28.8%	39.9%
Oscilatórios na região de subexcitação, mas voltam a estabilidade com pequeno incremento de referência	21.5%	40.9%	29.9%
Oscilatórios na região de subexcitação, mas voltam a estabilidade com grande incremento de referência	3.6%	30.3%	1.9%
Oscilatórios na região de subexcitação, mas voltam a estabilidade com grande incremento de referência e redução de carga	16%	0.4%	20.7%
Instáveis ou oscilatórios na região de subexcitação, incapazes de voltar a estabilidade mesmo sendo afastados dessa região	0%	0%	7.5%;

#### 4.9.1 Metodologia do teste

O teste visou a realização de simulações em todos os pontos de operação válidos do sistema. Por ponto de operação válido considera-se qualquer ponto presente no diagrama  $P - Q$  e que não viole as restrições operacionais, em regime permanente.

Inicialmente foi feita a excitação e sincronização da máquina. Após a sincronização foi feita a tomada de carga e a partir deste instante a referência é levada de 1.0 até 1.1 pu, através de uma seqüência de degraus de amplitude 0.02, depois o sistema foi conduzido até 0.9 pu e a seguir o sistema foi conduzido para o patamar inicial de 1.0 pu.

Como a potência mecânica também é uma variável que determina a condição operacional, a mesma é variada a cada inicialização do algoritmo. Isso implica na realização da varredura do diagrama  $P - Q$  no sentido horizontal. A distância entre as retas horizontais foi de 0.1 quando a potência mecânica estava entre 0 até 0.7 pu e, a distância é de 0.05 quando a potência mecânica estava entre 0.7 até 1.0 pu.

Os testes foram feitos com o MPC funcionando tanto com as restrições habilitadas quanto com as restrições desabilitadas. Inicialmente os testes foram feitos com o modelo presente no SEC e após os testes foram repetidos com os parâmetros do modelo, conforme na seção anterior.

#### 4.9.2 Parâmetros utilizados

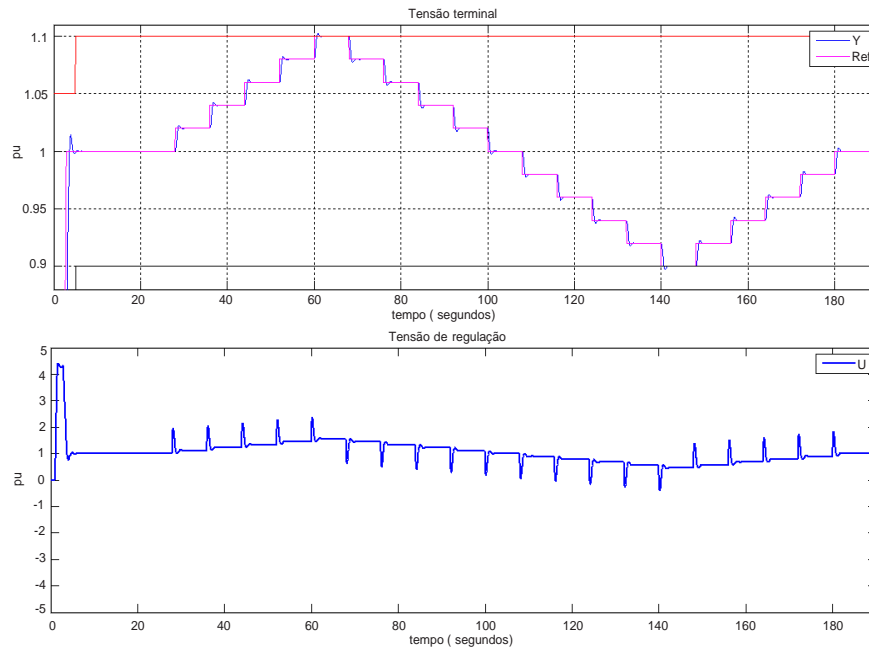
Os parâmetros utilizados são apresentados a seguir:

- Horizontes: para o horizonte de predição  $N$  do controlador foi usado 100 predições.

- Restrições: tensão terminal máxima e mínima, respectivamente, em 1.1 e 0.9 pu; corrente de campo máxima e mínima, respectivamente, em 1.93 e 0.5 pu; corrente terminal máxima igual a 1,05 pu e a relação volts/hertz máxima em 1.1 pu;
- Planta SEC:  $X_d = 0.9$ ,  $X'_d = 0.3$ ,  $X''_d = 0.24$ ,  $X_q = 0.68$ ,  $X_l = 0.12$ ,  $A_g = 0.00035$ ,  $B_g = 6.82$ ,  $D = 1$ ,  $\omega_0 = 0$ ,  $M = 2H = 10.14$ ,  $T'_{d0} = 7.6$ ,  $T''_{d0} = 0.09$ ,  $T'''_{d0} = 0.19$ ;
- Modelo:  $X_d = 0.87$ ,  $X'_d = 0.31$ ,  $X''_d = 0.25$ ,  $X_q = 0.647$ ,  $X_l = 0.12$ ,  $A_g = 0.01437$ ,  $B_g = 7.93509$ ,  $D = 0.05$ ,  $\omega_0 = 0$ ,  $M = 2H = 7.7$ ,  $T'_{d0} = 4.17$ ,  $T''_{d0} = 0.05$ ,  $T'''_{d0} = 0.1$ .

#### 4.9.3 Análise de resultados da varredura do diagrama $P - Q$

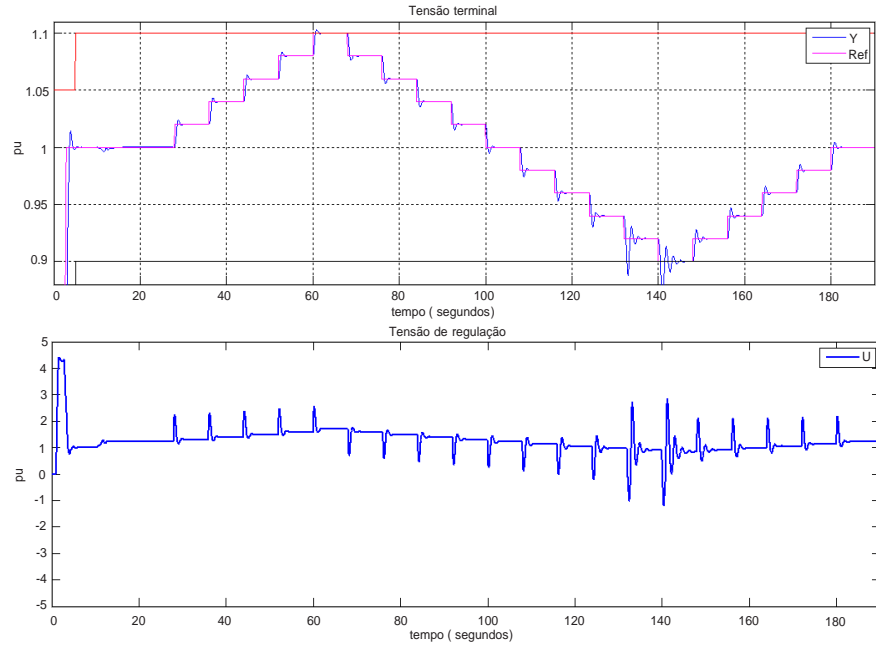
Abaixo seguem somente os gráficos decorrentes dos testes com a planta do SEC. Pode-se notar a inexistência de anomalias nos gráficos onde a potência varia de 0 até 0.7 pu. Nota-se pequenas alterações na resposta ao degrau, mas devido às não linearidades inerentes da planta. As figuras com os valores intermediários de  $P_m$  não serão exibidas devido a grande similaridade com as duas figuras abaixo.



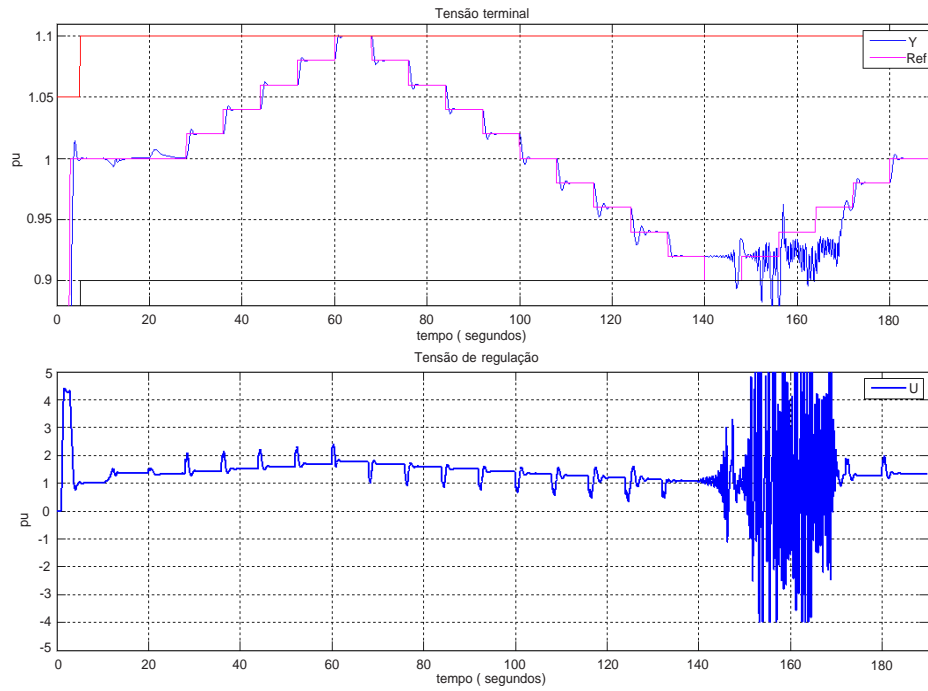
**Figura 4.13:**  $P_m = 0$ , MPC com restrições desabilitadas

No entanto, um comportamento não satisfatório foi detectado com a máquina operando com  $P_m = 0.9$  pu, referência em 0.9 pu e restrições habilitadas. Nota-se a existência de oscilações instáveis a partir do instante 140 segundos, conforme ilustra a Figura 4.15.

Após revisão do código do controlador verificou-se que a variável  $I_r$  era filtrada antes de ser enviada para a restrição de corrente estatórica LCE, no entanto a mesma não era filtrada

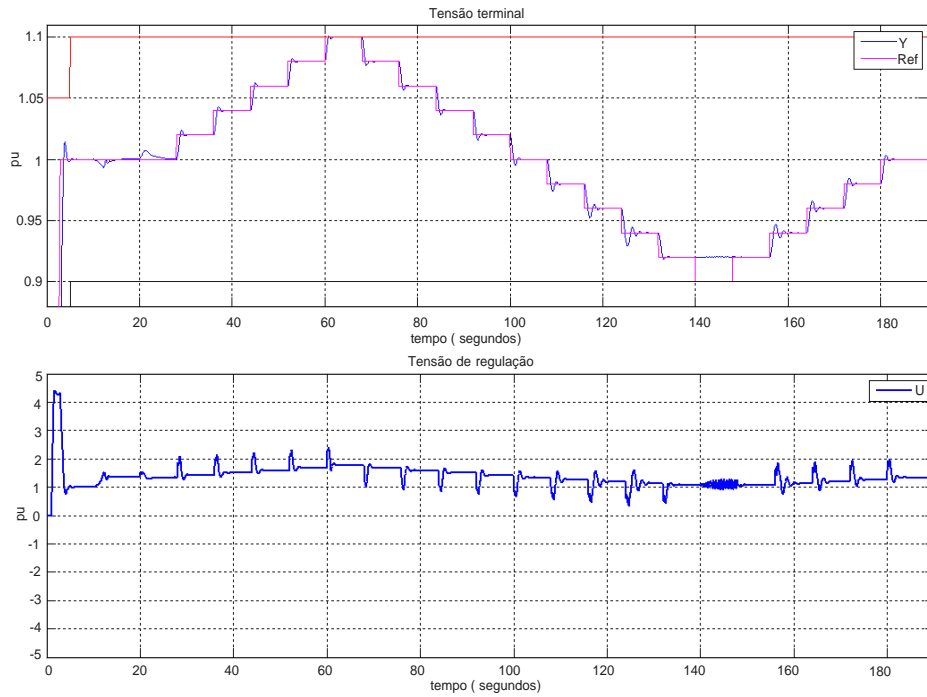


**Figura 4.14:**  $P_m = 0.7$ , MPC com restrições desabilitadas



**Figura 4.15:**  $P_m = 0.9$ , restrições habilitadas - instabilidade a partir de 140 s

antes de ser enviada a restrição de subexcitação LSE. A filtragem dessa entrada foi utilizada como estratégia de eliminação de oscilações, já que este é um comportamento típico, além de indesejado, quando a máquina está subexcitada. Depois da inserção do filtro o teste foi repetido e verificou-se que o problema foi resolvido (ver Figura 4.16).



**Figura 4.16:**  $P_m = 0.9$ , restrições habilitadas - estabilidade após inserção de filtro

A realização destes testes, contribui para entender melhor o funcionamento da MS e destacara-se foram importantes pelos seguintes aspectos:

1. Mostrou o comportamento de todas as restrições funcionando em todas as condições operacionais válidas para a máquina. Nenhuma diferença significativa foi notada em função do ponto de operação.
2. As restrições atuaram corretamente, ou seja, nenhuma das variáveis restritas violaram os limites estabelecidos pelas mesmas. Isso demonstra empiricamente que o modelo linear foi capaz de representar o comportamento do modelo não linear das restrições. O fato das restrições atuarem corretamente, significa que o algoritmo das restrições foi implementado corretamente.
3. O comportamento da máquina como compensador síncrono, condição em que a máquina tem  $P$  nulo, foi semelhante ao da máquina operando com baixa carga. Assim pode-se concluir que o controlador não apresenta restrição de funcionamento para  $P_m = 0$ , já que o comportamento é semelhante ao do controlador em outras condições.

4. A dificuldade de controle da máquina, submetida a elevada carga e com baixa excitação, revelou a ausência de um dos filtros para a corrente ativa, conforme o caso da restrição LSE.

## 4.10 Comparação entre Controle atual, Comissionamento e Controle MPC

Uma das últimas etapas deste estudo, foi realizar ligeiramente algumas comparações entre o controle atual e a nova estratégia de controle. Nesta seção, são colocados apenas dois resultados obtidos com a implantação do algoritmo MPC, em comparação com o controlador clássico, com o intuito de demonstração do potencial que esta nova estratégia pode trazer aos reguladores de tensão, e não como documento de desempenho.

A Figura 4.17 ilustra a resposta a um degrau, com a máquina operando a vazio, na referência de tensão terminal, contendo a variável controlada ( $V_t$ ) na parte superior e a ação de controle, na inferior. Na figura é apresentado o desempenho do regulador desenvolvido com MPC em azul, comparado com a simulação obtida com o controlador convencional (preto) e dados coletados em ensaios de comissionamento (vermelho). A sintonia dos controladores convencionais utilizada nestes testes é a mesma utilizada no comissionamento. Os parâmetros utilizados no modelo de simulação foram fornecidos pelo fabricante e constam no relatório de comissionamento, os quais não são divulgados aqui.

Na Figura 4.18 é mostrado a resposta a um degrau na referência de tensão com a máquina operando com carga. Novamente a variável controlada ( $V_t$ ) localiza-se na parte superior e a ação de controle, na inferior. O desempenho do regulador desenvolvido com MPC está em azul, comparado com a simulação obtida com o controlador convencional (preto) e dados coletados em ensaios de comissionamento (vermelho).

Na Figura 4.17, tem-se a aplicação de um degrau de 3% do valor nominal sobre a referência de tensão, durante operação em carga.

Verifica-se que o emprego da estratégia MPC permite uma resposta de melhor qualidade em relação à tecnologia atual, pois constata-se sinais suaves de atuação combinados com boa resposta dinâmica em relação a alteração de referência. O emprego das restrições no problema de otimização também traz uma resposta rápida aos limites de operação definidos, além de resultar num sinal de controle que não se aproxima dos limites de saturação.



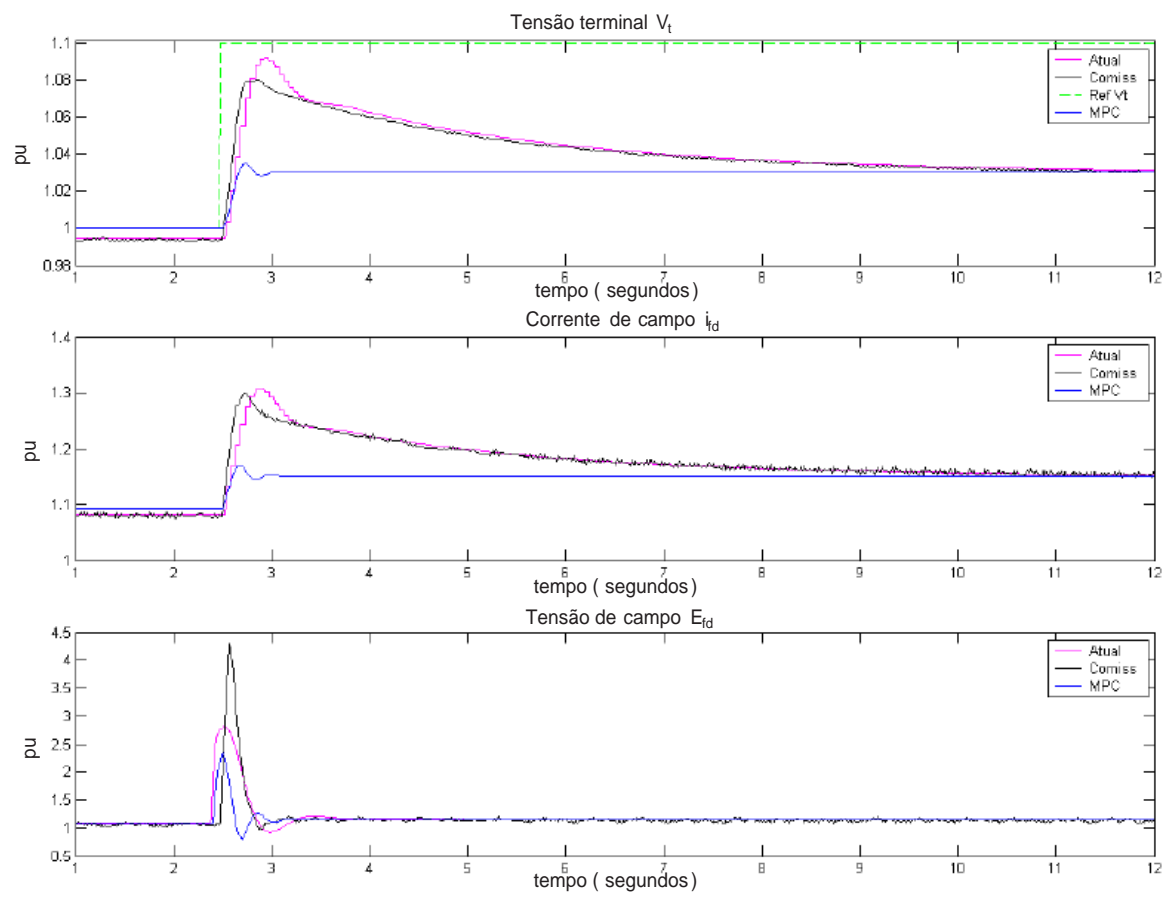
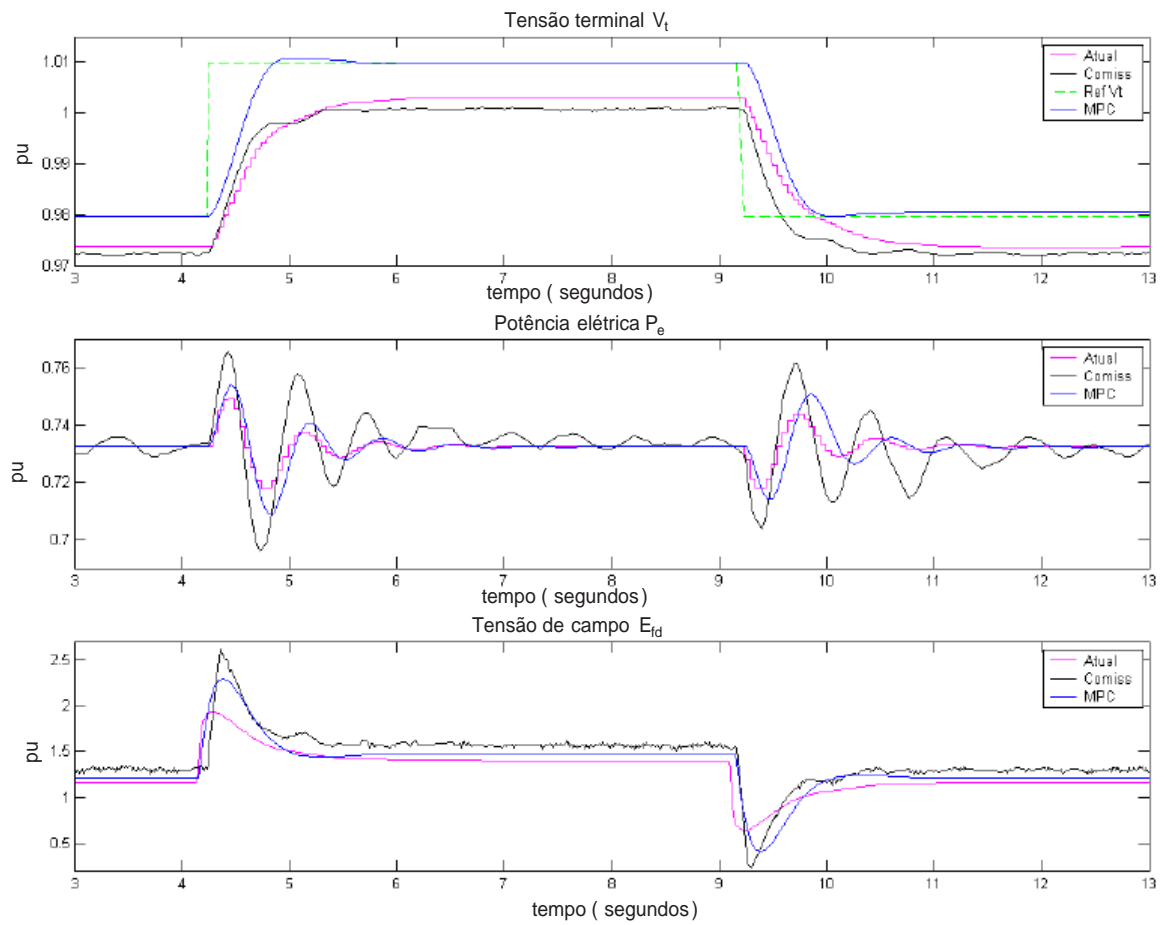


Figura 4.17: Comparação do MPC com o controlador atual - degrau a vazio



**Figura 4.18:** Resposta do sistema a degrau com MS operando sob carga

## 4.11 Adaptação do Algoritmo MPC para Controle de Outras Variáveis de Interesse

Como o controle de tensão terminal demonstrou resultados satisfatórios, o algoritmo MPC foi alterado para que controlasse outras variáveis, que estavam listadas nas especificações. Foram realizados testes de seguimento de degraus, curto-circuito seguido de abertura de linha, recuperação da linha e sensibilidade a variações dos parâmetros do modelo.

Os novos modos de controle foram sintonizados para atender as especificações. Foram criados três novos modos de controle: corrente de campo, potência reativa e fator de potência. O modo de controle do fator de potência é um controle da potência reativa, utilizando uma referência determinada a partir do valor desejado para o fator de potência e o valor da potência ativa.

### 4.11.1 Alterações realizadas

Para que os novos modos de controle fossem desenvolvidos, algumas alterações foram realizadas no algoritmo, sendo elas:

1. configuração das referências da simulação: novos vetores contendo também as referências de corrente de campo, potência reativa e fator de potência foram adicionados ao controlador;
2. obtenção dos modelos de resposta forçada: obtém-se um modelo para a potência reativa;
3. simulação da ação do supervisor: retorna um parâmetro que indica o modo de controle que está sendo realizado;
4. a variável  $y$ , que indicava a saída de controle no algoritmo, foi renomeada para  $V_t$ ;
5. resposta livre: foi adicionada uma nova variável no cálculo de previsões para guardar os sinais da potência reativa;
6. configuração das matrizes para otimização: a matriz de restrições foi adequada para estes novos modos de controle, o controlador desabilita os limitadores no modo de controle de corrente e uma nova variável é inserida no vetor de resposta livre  $\mathbf{f}$  para a determinação do erro de seguimento à referência.

A seguir, são apresentados os modos de controle e os comentários relativos a cada modo. São apresentados também algumas figuras relativas a algumas simulações, sendo que para as mesmas, não é apontado nenhum dado de sintonia do controle, sendo apenas para comparação entre os modos de controle do MPC e do controle atual.

### 4.11.2 Modo de controle de corrente de campo

Como este modo estaria habilitado normalmente nas situações em que não há medição da tensão terminal, a correção deste parâmetro devido ao ponto de operação foi desativada neste modo. Foi aumentado o valor da ponderação do controle em 10 vezes, para tornar o controle menos agressivo. Na Figura 4.19 é mostrado o resultado para seguimento de referência neste modo de controle para a máquina operando a vazio e na Figura 4.20, seguimento de referência com a máquina operando conectada à rede, com carga.

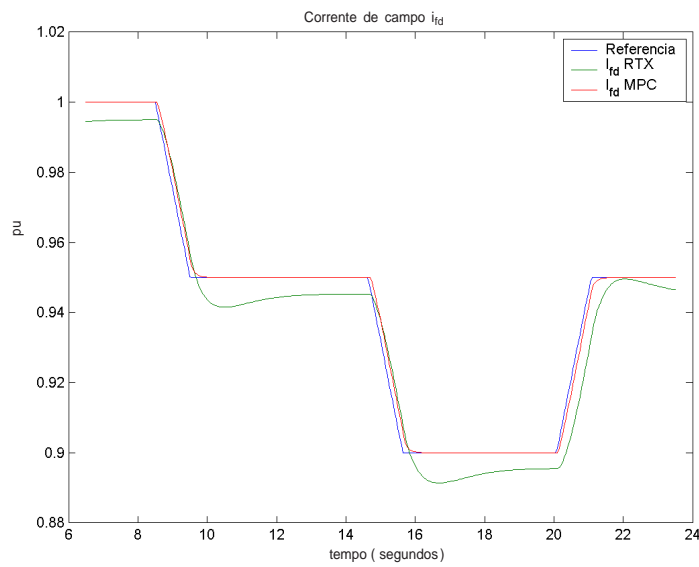


Figura 4.19: Modo de controle de corrente de campo - a vazio

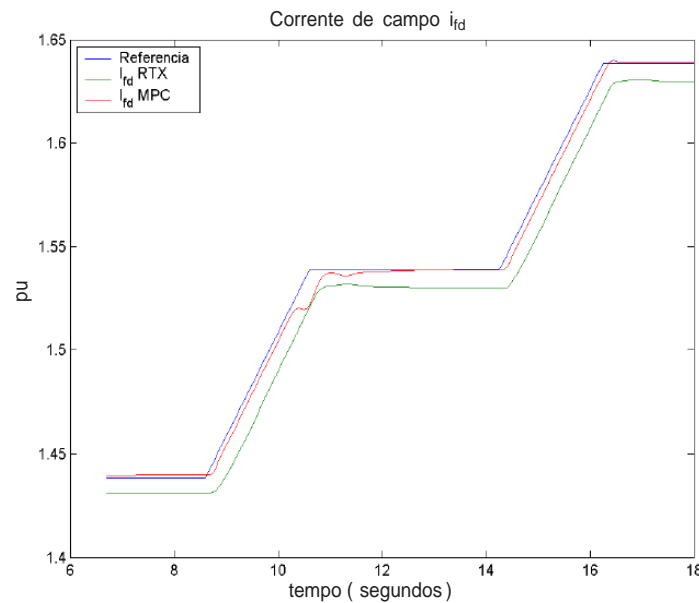


Figura 4.20: Modo de controle de corrente de campo - com carga

### 4.11.3 Modo de controle de potência reativa

O cálculo de correção do fator de ponderação do sinal de controle foi mantido idêntico, e o resultado foi dividido por 3 para aumentar um pouco a velocidade de resposta do controle. Na Figura 4.21 é mostrado o resultado para seguimento de referência neste modo de controle.

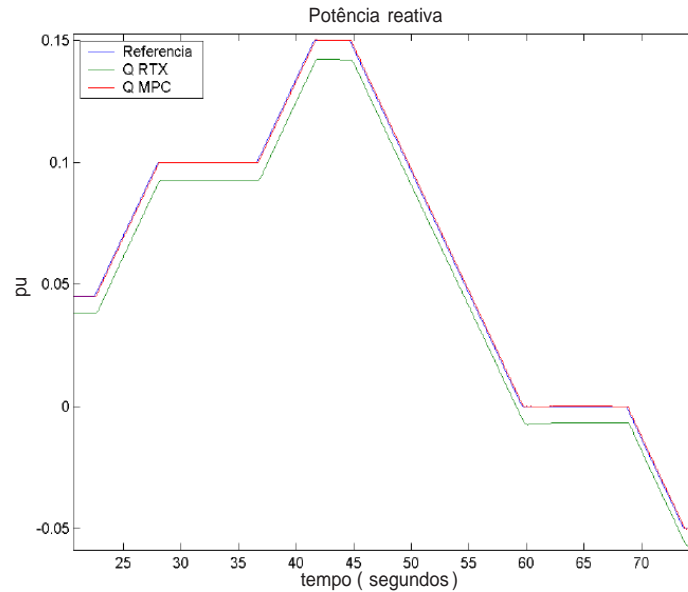


Figura 4.21: Modo de controle de potência reativa

### 4.11.4 Controle de fator de potência

No modo de controle de fator de potência, a referência de fator de potência é transformada em referência de potência reativa. No RTX, é criada uma variável auxiliar para representar o ângulo de fase, sobre a qual é feita a lógica de rampeamento da referência e da qual são geradas as referências de fator de potência e potência reativa. No MPC, a referência de potência reativa é gerada diretamente a partir do valor desejado de  $Q$ , e foram aplicadas rampas na própria potência reativa. Na Figura 4.22 é mostrado o resultado para este modo de controle.

Foi utilizado o sinal da potência mecânica estimada, que é filtrado, para gerar a referência equivalente de potência reativa. No SEC, é usado o sinal da potência ativa medida, filtrado por um filtro de 1ª ordem com constante de tempo de 0,5 s.

O mesmo cálculo de correção do fator de ponderação do sinal de controle foi utilizado, e o resultado foi multiplicado por 10, uma vez que este modo de controle é um pouco mais lento que os demais.

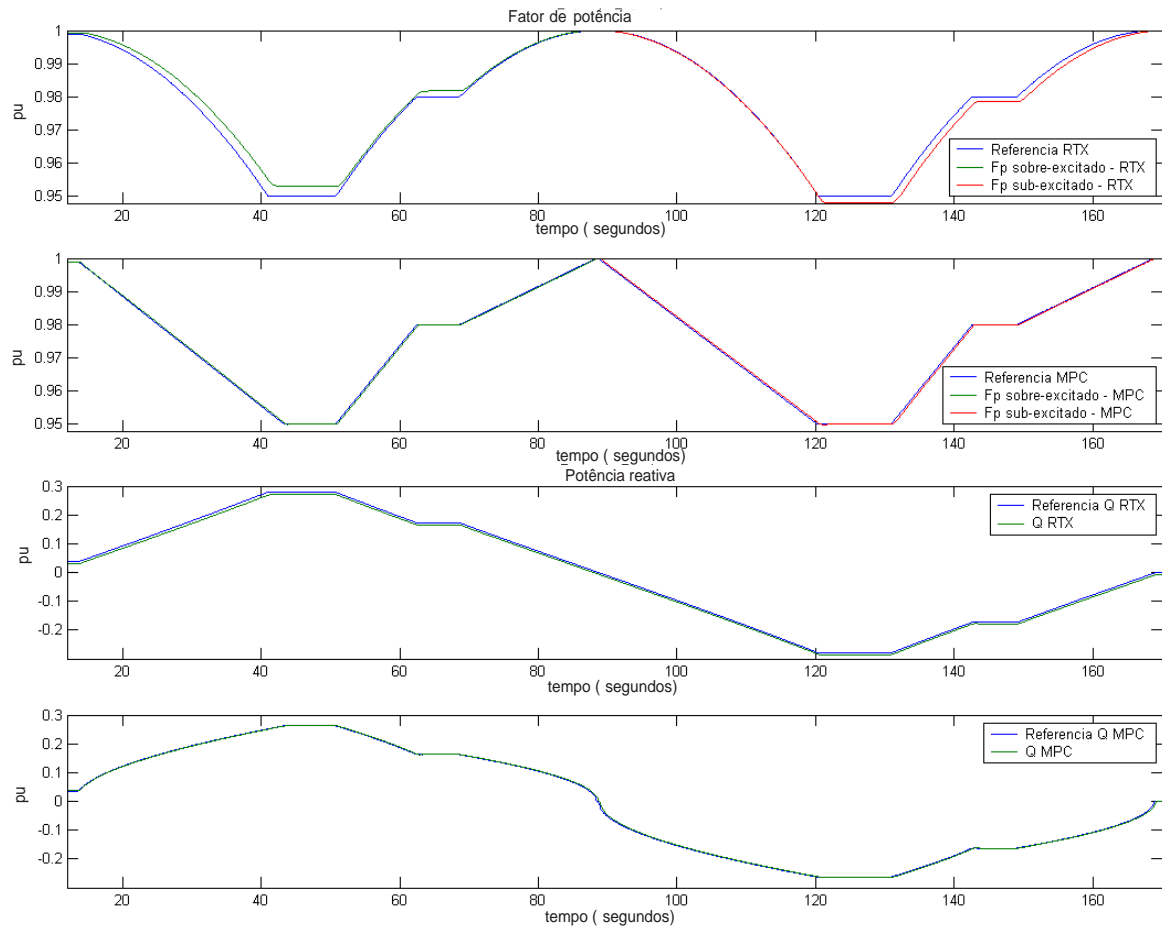


Figura 4.22: Modo de controle de fator de potência

## 4.12 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados os principais requisitos e considerações para o desenvolvimento do controlador preditivo para regulação de tensão, juntamente com uma proposta de ajuste para os principais parâmetros do controlador.

Com o código do controlador pronto, várias simulações foram desenvolvidas para testar diversas situações de funcionamento da MS. Na maioria das simulações o controlador preditivo desenvolvido apresentou um bom desempenho, cumprindo as especificações de projeto.

Quanto ao desempenho do controlador desenvolvido, o mesmo foi melhor do que o desempenho do controle empregado atualmente. A variação dos parâmetros do modelo interno afetou a resposta dinamicamente, mas mesmo assim se preservou seguimento da referência.

Verificou-se que o controlador MPC desenvolvido, quando aplicado a outras variáveis de controle, apresentou bom desempenho de seguimento de referência e resposta dinâmica. Também notou-se estabilidade frente a ocorrência de curto-circuito e abertura de linha.

Devido ao uso de um modelo não linear e a planta estar sujeita a restrições, poderia ocorrer que o otimizador encontrasse problemas de infactibilidade no momento do cálculo do melhor controle. Para contornar esta situação, foi criada uma rotina que, se o sistema encontra um ponto de infactibilidade, o otimizador envia o último sinal de controle calculado. Além do mais, as especificações sobre os limites máximos e mínimos das variáveis controladas do processo, com exceção do valor de sinal de controle, permitem a violação das restrições por um determinado tempo. Esta condição permitiu o uso de restrições suaves, que são de grande valia na solução deste problema de infactibilidade, pois o mesmo poderia persistir por vários ciclos. Com estas considerações, pode-se dizer que o problema envolvendo a falta de uma ação de controle devido a infactibilidade de cálculo nas simulações são difíceis de ocorrer, garantindo que o sistema não fique sem um sinal de controle.





## Capítulo 5

# Conclusão

O sistema de controle de tensão terminal de uma máquina síncrona (MS) é bastante complexo devido aos diferentes modos de operação e ao conjunto de restrições que a MS está sujeita. Assumiu-se durante este trabalho que, para efeitos de simplificação, as análises de simulações foram feitas considerando o gerador conectado à barra infinita.

A necessidade de se ter um controlador que leve em consideração a capacidade de manipular conjuntos complexos de restrições, lidar com processos lineares e não lineares, manipulações de uma grande quantidade de variáveis, entre outras, faz do controlador preditivo um controlador propício para ser usado neste tipo de processo, com diversas vantagens em relação a outros controladores aplicados. Além do mais, o mesmo pode fornecer um sinal de controle ótimo para cumprir tais requisitos e em tempo hábil.

Neste trabalho foi desenvolvido um algoritmo de controle preditivo implementado no ambiente do MATLAB<sup>®</sup> para regulação e controle de tensão de geradores síncronos.

O desenvolvimento do controlador aproximado, conforme estratégia definida no Capítulo 3, demonstrou ser uma solução apropriada para este tipo de controle. O desempenho do controlador foi satisfatório tanto para o seguimento de tensão como para aos outros modos de controle impostos nas especificações.

Conclui-se que os principais objetivos do trabalho foram cumpridos. Ajustando-se corretamente os parâmetros do controlador, este foi capaz de manter a tensão terminal dentro das especificações sobre diversas condições severas.

Comentários podem ser feitos em relação ao valor da reatância externa  $X_e$ . Para o modelo do controlador preditivo é usado um valor elevado para a reatância externa  $X_e$  no momento em que a MS está operando a vazio enquanto que, é fornecido um valor fixo de 0.2 pu quando a máquina está operando conectada à rede. Na prática  $X_e$  varia constantemente no tempo, devido a variações na topologia da rede e na linha de transmissão, e também da ocorrência de falhas como abertura de linha.

O mesmo comentário acima é válida para a questão da potência mecânica  $P_m$ . A potência mecânica é uma das entradas do modelo de predição útil ao controlador. Fornecer um valor estimado da mesma para o controlador seria um meio de diminuir o erro de modelagem dessa variável, já que a entrada fornecida para o modelo estaria mais próxima da real fornecida pela planta. Uma possível solução para isso seria aproximar o valor de  $P_m$  pela filtragem da medição potência elétrica ativa por meio de um filtro de primeira ordem.

A aplicação do controlador MPC apresentou grandes vantagens em relações aos outros controladores, o que talvez ainda poderia ser melhorado se fosse feita uma interação com o sistema regulador de velocidade da máquina.

Como o trabalho desenvolvido aqui tinha o enfoque voltado para fins práticos, questões envolvendo análises de estabilidade e de robustez não foram abordados neste trabalho, pois não era o foco do mesmo.

Uma das grandes dificuldades encontradas para o entendimento de funcionamento da MS e questões referentes a modelagem, é que a literatura sobre MS é ampla e, no que diz respeito à questão de simbologia utilizada pelos autores, não existe uma padronização para isso. Grande parte do tempo gastou-se em relacionar a maioria dos símbolos e conceitos relativos aos mesmos.

Finalizando, para trabalhos futuros indicam-se os seguintes pontos:

- Incluir um sinal de entrada adicional no algoritmo de controle, proveniente do Estabilizador do Sistema de Potência PSS (do inglês *Power System Stabilizer*).
- Estudar algum método de estimar adequadamente o valor da reatância externa  $X_e$  e fornecer esse valor para o controlador.
- Estudar algum método de estimar adequadamente o valor da potência mecânica  $P_m$  e fornecer esse valor para o controlador. Uma saída para isso seria usar um sinal proveniente do distribuidor como uma estimativa para a potência mecânica.
- Desenvolver um controlador preditivo para o sistema de regulação de velocidade, para operação em paralelo com o controlador preditivo regulador de tensão.
- Realizar estudos e testes de estabilidade e robustez.

# Referências Bibliográficas

- Anderson, P. e Fouad, A. (1977). *Power System Control and Stability*. Iowa State University Press, Iowa.
- Aström, K. e Wittenmark, B. (1984). *Computer Controlled Systems. Theory and Design*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ.
- Camacho, E. e Bordons, C. (2004). *Model Predictive Control*. Springer, Berlin, 2 edição.
- Chapman, S. J. (1999). *Electric Machinery Fundamentals*. McGraw-Hill, London, 3 edição.
- Clarke, D., Mohtadi, C., e Tuffs, P. (1987). Model Predictive Control. Part I: The Basic Algorithm. Part II: Extensions and Interpretations. *Automatica*, 23(2):137–160.
- da Silva, C. H. F. (2002). Modelagem e aplicação de técnicas de controle moderno aplicado a sistemas de regulação de velocidade e tensão de máquinas síncronas de pequenas centrais hidrelétricas. Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Química, UFU, Uberlândia.
- Fitzgerald, A., Kingsley Jr, C., e Umans, S. (2006). *Máquinas Elétricas com Introdução à Eletrônica de Potência*. Bookman, Porto Alegre, 6ed edição.
- Garcia, C. (2005). *Modelagem e Simulação de Processos Industriais e de Sistemas Eletromecânicos*. EDUSP, São Paulo, 2nd edição.
- Guimaraes, C. H. C. (2003). *Simulação Dinâmica de Sistemas Elétricos de Potência Considerando os Fenômenos de Longa Duração*. Tese de Doutorado, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, Brasil.
- Hernandez, E. e Arkun, Y. (1991). A Nonlinear DMC Controller: Some Modelling and Robustness Considerations. *Proceedings of American Control Conference*, páginas 2355–2360.
- Kundur, P. (1994). *Power System Stability and Control*. McGraw-Hill, New York.
- Machowski, J., Bialek, J. W., e Bumby, J. R. (2008). *Power System Dynamics: Stability and Control*. John Wiley & Sons, Chichester, 2nd edição.

- Maciejowski, J. M. (2000). *Predictive Control with Constraints*. Prentice Hall, Harlow, UK.
- Ayala Bravo, C. e Normey-Rico, J. (2009). Controle de plantas não lineares utilizando controle preditivo linear baseado em modelos locais. *Sba Controle & Automação*, 20(4):465–481.
- Del Toro, V. (1999). *Fundamentos de Máquinas Elétricas*. LTC, São Paulo.
- IEEE Std 1020-1988 (March-1988). *IEEE Guide for Control of Small Hydroelectric Power Plants*. New York, USA.
- IEEE Std 1110-1991 (March-1991). *IEEE Guide for Synchronous Generator Modeling Practices in Stability Analyses*. New York, USA.
- IEEE Std 421.5d<sup>TM</sup>-2005 (March-2006). *IEEE Recommended Practice for Excitation System Models for Power System Stability Studies - Revision of IEEE Std 421.5-1992*. New York, USA.
- Normey-Rico, J. e Camacho, E. (2007). *Control of Dead-time Processes*. Springer, Berlin.
- Simões Costa, A. J. e S. e Silva, A. (2000). *Controle e Estabilidade de Sistemas Elétricos de Potência*. Notas de Aula, LABSPOT,UFSC.
- Zeni Jr, N. (1987). Controle da excitação de geradores de usinas hidrelétricas: Modelagem, identificação, ajustes e ensaios de campo. Dissertação de Mestrado, Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, UFSC.
- Monticelli, A. e Garcia, A. (2000). *Introdução a Sistemas de Energia Elétrica*. Editora da Unicamp, São Paulo, Brasil.
- Oliveira-Lopes, H. H. L. e da Silva, C. (2007). Controle preditivo robusto baseado em inequações matriciais lineares aplicado a máquinas síncronas. *Revista Ciências Exatas v.3. n.1*, páginas 121–129.
- ONS (Junho-2009). *Submódulo 3.6: Requisitos técnicos mínimos para a conexão à rede básica*. [S.l.].
- Park, R. (1929). Two reaction theory of synchronous machines: Generalized method of analysis - Part I. *AIEE Transactions*, 48:716–730.
- Qin, S. e Badgwell, T. (2001). *Nonlinear Predictive Control - Theory and Practice*, chapter Review of Nonlinear Model Predictive Control Applications. IEE Control Engineering Series, UK.
- Qin, S. e Badgwell, T. (2003). A survey of industrial model predictive control technology. *Control Engineering Practice*, 11(7):733–764.

- Rawlings, J. (2000). Tutorial overview of model predictive control. Em *IEEE Control Systems Magazine*, páginas 38–52, San Diego, Califórnia.
- Rossiter, J. (2004). *Model-based Predictive Control: A Practical Approach*. CRC Press, Florida.
- Sansevero, G. (2006). Controle preditivo baseado em modelo para turbo-geradores hidráulicos do tipo francis. Dissertação de Mestrado, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, UNICAMP, São Paulo.
- Scokaert, P., Mayne, D., e Rawlings, J. (1999). Suboptimal model predictive control (feasibility implies stability). *PIEEE Transactions on Automatic Control*, 44(3):648–654.
- Zafriou, E. e Chiou, H.-W. (1992). On the effect of constraint softening on the stability and performance of model predictive controllers. Technical research report (tr92-108), University of Maryland - College Park, Miami Beach, Florida.
- Zafriou, E. e Chiou, H.-W. (c.a. 1993). Output constraint softening for siso model predictive control. Technical research report (tr93-13), University of Maryland - College Park, Miami Beach, Florida.

